

**ZACHODNIOPOMORSKI UNIWERSYTET
TECHNOLOGICZNY W SZCZECINIE
WYDZIAŁ ELEKTRYCZNY**



Łukasz Przeniosło

Nr albumu: 21789

**Mikroprocesorowy system obróbki wyników pomiarów
i sterowania dla scalonego skanera impedancji**

Praca dyplomowa inżynierska
kierunek: Elektronika i Telekomunikacja
specjalność: Systemy Elektroniczne

Opiekun pracy:

Dr inż. Krzysztof Penkala

Katedra inżynierii Systemów, Sygnałów i Elektroniki

Wydział Elektryczny

Szczecin, 2014

Oświadczenie autora(ów)

Oświadczam, że przedkładaną pracę dyplomową pt. „Mikroprocesorowy system obróbki wyników pomiarów i sterowania dla scalonego skanera impedancji” napisałem samodzielnie. Oznacza to, że przy pisaniu pracy, poza niezbędnymi konsultacjami, nie korzystałem z pomocy innych osób, a w szczególności nie zleciłem opracowania pracy lub jej części innym osobom oraz nie przypisałem sobie autorstwa istotnego fragmentu lub innych elementów cudzego utworu lub ustalenia naukowego.

Załączona wersja elektroniczna pracy dyplomowej jest w pełni zgodna z wersją drukowaną.

Data

Podpis autora

Streszczenie pracy

Praca przedstawia projekt układu mikrokontrolerowego, współpracującego ze scalonym skanerem impedancji elektrycznej AD5933 (Analog Devices). Urządzenie zostało wykonane w formie uniwersalnej płyty ewaluacyjnej, która ma zapewnić prowadzenie prac rozwojowych w celu opracowania rozwiązań dla urządzeń pomiarowych BI (*Bioelectrical Impedance*), do praktycznych zastosowań komercyjnych. W pracy zaprezentowane są rozwiązania sprzętowe oraz programowe zastosowane przy tworzeniu systemu. Ponadto przedstawiony został przegląd oraz analiza rozwiązań układów elektronicznych stosowanych w pomiarach impedancji bioelektrycznej w problematyce badań charakterystyk obiektów biologicznych (tkanki, w tym płyny ustrojowe, interfejsy tkanka-elektroda, organizm jako całość).

Słowa kluczowe

Bioimpedancja, AD5933, BIA, mikrokontroler

Abstract

This paper presents a microprocessor system, working with integrated electrical impedance scanner AD5933 (Analog Devices). The device was built as an universal evaluation board, which should aid in development of bioelectrical impedance measurement instruments that can be used in a practical, commercial field. Besides that, an analysis and review of electrical devices used in bioimpedance measurements were made (directed onto tissues, including fluids, tissue to electrode interfaces, human body in general).

Keywords

Bioimpedance, AD5933, BIA, Microcontroller

Spis treści

Wprowadzenie	7
Cel pracy	7
Zakres pracy	7
1. Impedancja elektryczna – teoria	9
1.1. Czym jest impedancja?	9
1.2. Pomiary impedancji	12
1.3. Efekty pasożytnicze	12
1.4. Teoretyczne, rzeczywiste oraz mierzone wartości elementów	13
1.5. Czynniki składowe	15
1.5.1. Częstotliwość	15
1.5.2. Amplituda sygnału testującego	16
1.5.3. Składowa stała	17
1.5.4. Temperatura	18
1.5.5. Inne czynniki.....	19
2. Metody pomiarowe	20
2.1. Metoda mostkowa	20
2.2. Metoda rezonansu	21
2.3. Metoda I-V	22
2.4. Metoda RF I-V	23
2.5. Metoda analizy sieciowej.....	24
2.6. Metoda samo-równoważonego mostka (Self balancing bridge).....	25
2.7. Zestawienie metod pomiarowych	26
3. Rozwiązania komercyjne	28
3.1. Agilent 4294A	28
3.1.1. Sekcje.....	30
3.1.2. Najważniejsze funkcje oraz parametry pomiarowe	33
3.2. BodyComp – MF+	37
3.3. Quantum II	39
4. Bioimpedancja	41
4.1. Tkanki – właściwości elektryczne	41
4.2. Model elektryczny tkanki.....	42
5. Projekt Urządzenia	43
5.1. Założenia projektowe	43
5.2. Parametry fizyczne urządzenia	45
5.3. Interfejs użytkownika.....	49
5.3.1. Zintegrowany system graficzny Smart GPU2	49

5.3.2.	Port USB	51
5.3.3.	Wyprowadzenia pomiarowe	51
5.4.	Rozwiązania sprzętowe	53
5.4.1.	Smart GPU2 – adaptacja	54
5.4.2.	Sterowanie.....	57
5.4.2.1.	Jednostka centralna- Mikrokontroler	57
5.4.2.2.	Dystrybucja sygnału taktującego	60
5.4.3.	Zasilanie	62
5.4.3.1.	Zasilanie zewnętrzne	62
5.4.3.2.	Zasilanie bateryjne zegara RTC.....	64
5.4.3.3.	Zasilanie obwodów cyfrowych.....	66
5.4.3.4.	Zasilanie obwodów analogowych.....	67
5.4.3.5.	Dystrybucja masy	69
5.4.4.	Obwód pomiarowy.....	70
5.4.4.1.	AD5933 – opis	70
5.4.4.2.	Standardowy system dwuelektrodowy	72
5.4.4.3.	Obwód kalibracyjny.....	74
5.4.4.4.	Rozszerzony obwód czteroelektrodowy	78
5.4.5.	Programowanie oraz debugowanie urządzenia.....	79
5.4.5.1.	JTAG.....	79
5.4.5.2.	Porty szeregowo.....	80
5.4.5.3.	Diody LED.....	81
5.4.5.4.	Bootloader.....	81
5.4.6.	Złącza rozszerzeń.....	82
5.5.	Rozwiązania programowe	83
5.5.1.	Obsługa kontrolera DMA.....	83
5.5.2.	Przetwarzanie i przechowywanie danych	84
5.5.3.	Cyfrowa kalibracja.....	84
6.	Przykładowe pomiary.....	85
	Zakończenie	87
	Dodatek A	88
	Dodatek B.....	90
	Bibliografia	91
	Spis ilustracji	93
	Spis tabel	95
	Spis grafów.....	95
	Spis wzorów	95

Wprowadzenie

Tkanki żywe poprzez swoje właściwości elektryczne i strukturę biologiczno-chemiczną charakteryzują się bioimpedancją (impedancja elektryczna w odniesieniu do tkanek żywych). Biopomiary jakich się dokonuje służą w wielu dziedzinach nauki, takich jak diagnostyka medyczna czy analiza składu ciała *BIA (Bioelectrical Impedance Analysis)*, która jest nieinwazyjną metodą pomiarową wykorzystywaną między innymi w dietetyce.

Z bioimpedancją spotkamy się w medycynie sportowej przy pomiarach progów mleczanowych i beztlenowych krwi wyznaczających stopień zmęczenia mięśni. Kolejną z dziedzin jest medycyna estetyczna, w której tkanki sprawdzane są pod kątem możliwości usunięcia z ciała pacjenta.

Ze względu na rosnącą popularność metody bioimpedancyjnej na rynku pojawiają się urządzenia umożliwiające takie pomiary. Unikalność każdego z badań powoduje, że parametry sprzętu muszą być starannie dobrane. Należy baczną uwagę zwrócić na dobór ilości elektrod, częstotliwości pomiarowej czy prądu przepływającego przez tkanki żywe.

Cel pracy

Budowa uniwersalnej platformy rozwojowej, pozwalającej prowadzić pomiary na tkankach oraz modelach tkanek. Zdobyta wiedza umożliwi sprecyzowanie wymagań (zarówno z zakresu pomiarów jak i interfejsu użytkownika) dla urządzeń dedykowanych pod konkretne zadania oraz pracujących w określonych warunkach.

Zakres pracy

Przegląd i analiza rozwiązań układów elektronicznych stosowanych w pomiarach impedancji bioelektrycznej (BI – *Bioelectrical Impedance*) w problematyce badań charakterystyk obiektów biologicznych (tkanki, w tym płyny ustrojowe, interfejsy tkanka-elektroda, organizm jako całość). Projekt uniwersalnego systemu mikroprocesorowego wraz z oprogramowaniem,

przeznaczonego do współpracy ze scalonym skanerem impedancji AD5933 (Analog Devices); projektowany system ma zapewniać prowadzenie prac rozwojowych nad wersjami stacjonarnych i przenośnych urządzeń pomiarowych BI do różnych zastosowań praktycznych. Wykonanie i uruchomienie modelu systemu, badania laboratoryjne modelu.

1. Impedancja elektryczna – teoria

W niniejszym rozdziale zostały omówione zagadnienia impedancji bioelektrycznej, oraz sposoby jej pomiaru. Zostało przytoczone kilka przykładów urządzeń, które służą do tego celu. Ponadto, zostały wyjaśnione podstawowe zagadnienia dotyczące impedancji elektrycznej.

Rozdziały 1,2 i 3 zostały opracowane na podstawie źródła [14]

1.1. Czym jest impedancja?

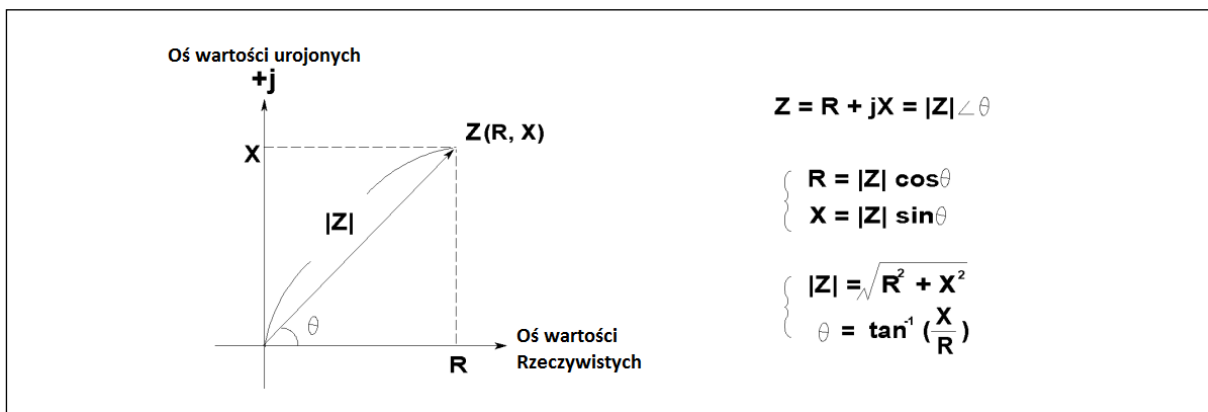
Impedancja jest ważnym, jednym z wielu paramentów potrzebnych do określenia właściwości obwodów elektronicznych, komponentów i materiałów używanych do ich produkcji. Impedancja (Z) jest definiowana jako całkowity opór jaki stawia element bądź też układ, płynącemu przez niego prądowi przemiennemu, przy zadanej częstotliwości. Wielkość ta jest podobna do rezystancji, z tą różnicą, że przy pomiarze jej wielkości należy wziąć pod uwagę także pojemność oraz indukcyjność badanego elementu czy też układu. Impedancję najlepiej jest przedstawić w formie wektorowej, w której skład wchodzi składowa rzeczywista (rezystancja R – część która jest niezależna od częstotliwości płynącego prądu), oraz urojona (reaktancja X – zależy od częstotliwość płynącego prądu oraz pojemności i indukcyjności elementu, przez który ten prąd płynie), co można zobaczyć na *Rysunku 1.1*.

Impedancja może być wyrażona jako funkcja (prosta) $R + jX$ [14] lub w formie przesunięcia kąta fazowego $|z|e^{-j\varphi}$ [14]. W niektórych przypadkach, używanie odwrotności impedancji ułatwia obliczenia matematyczne, w przypadku którego:

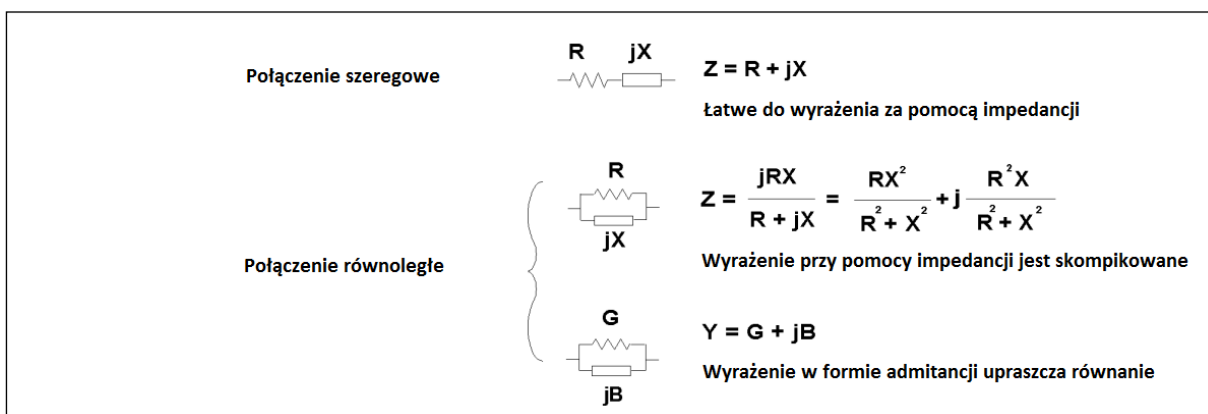
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R + jX} = Y = G + jB \quad (1.1) [14]$$

Gdzie Y to admitancja, G – konduktancja oraz B – susceptancja.

Jednostka, w której wyrażona jest impedancja, to Ohm (Ω), a dla admitancji Siemens (S). Impedancja jest często używaną wielkością w przypadku połączenia szeregowego rezystancji oraz reaktancji, ponieważ może być prosto wyrażona w postaci sumy R i X . Dla połączeń równoległych, lepiej użyć admitancji (patrz *Rysunek 1.2*).



Rysunek 1.1. Impedancja (Z) wyrażona za pomocą składowej rzeczywistej (R) oraz urojonej (X) [14]



Rysunek 1.2. Elementy o charakterystyce rzeczywistej oraz urojonej połączone ze sobą [14]

Reaktancja może przybierać jedną z dwóch form – indukcyjną (X_L) oraz pojemnościową (X_C). Wyrażenie $2\pi f$ może być zastąpione formą kątową ω . Z definicji:

$$X_L = 2\pi fL \rightarrow \omega L \tag{1.2} [14]$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \rightarrow \frac{1}{\omega C} \tag{1.3} [14]$$

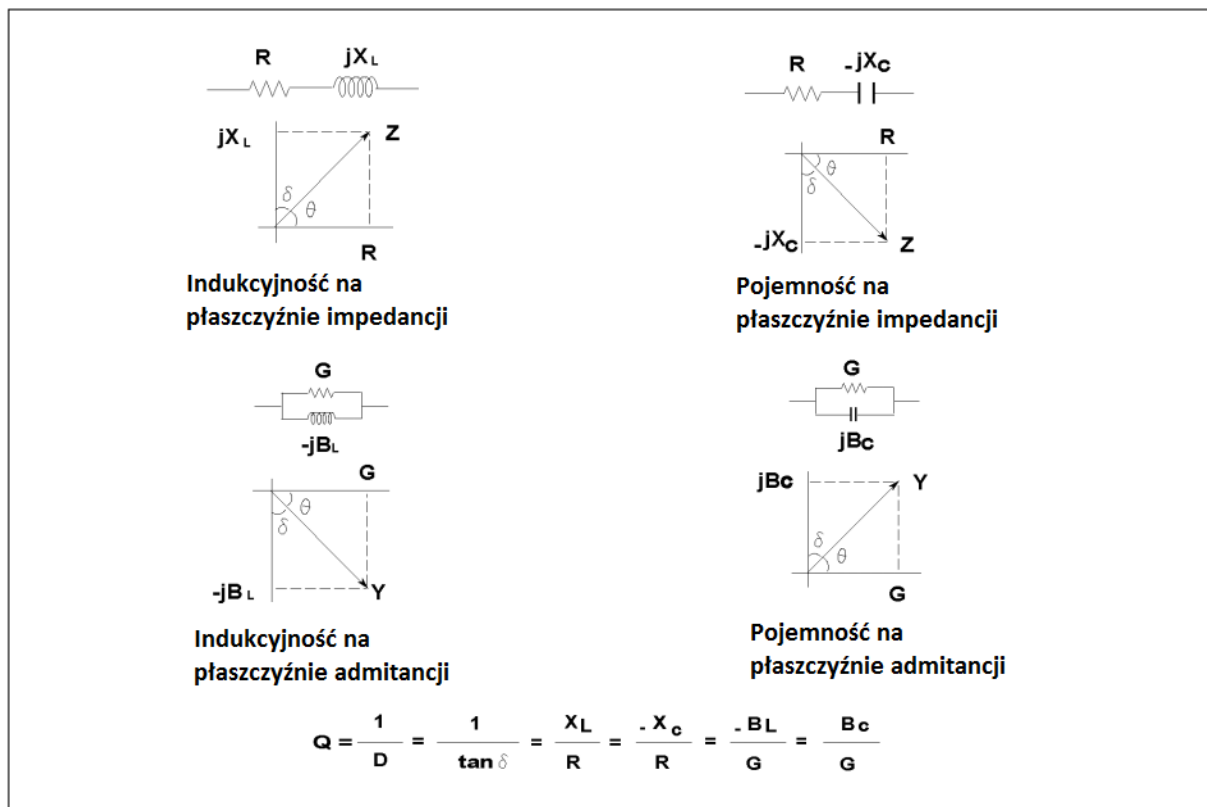
Gdzie f – częstotliwość, L – indukcyjność, C – pojemność.

Podobna zależność występuje między susceptancją oraz admitancją. Rysunek 1.-3 pokazuje interpretację połączeń szeregowych i równoległych elementów rezystancyjnych oraz reaktancyjnych.

Jako wyznacznik „czystości reaktancji” używa się parametru dobroci (Q). Inaczej rzecz ujmując, jest to wskaźnik tego jak bardzo dany element charakteryzuje się wyłącznie reaktancją, bez rezystancji. W rezonansie magnetycznym, dobroć jest definiowana jako energia drgań, do energii rozpraszanej przez element w jednym okresie drgania. Q jest wielkością niewymiarową i dla elementu elektronicznego (cewki bądź induktora) wyraża się wzorem:

$$Q = \frac{X}{R} = \frac{B}{G} \quad (1.4) [14]$$

Na rysunku 1-3 widać że Q to tangens kąta θ . Dobroć jest często stosowaną wielkością w odniesieniu do cewek. Dla kondensatorów, częściej używaną wielkością określającą „czystość” jest współczynnik dyspersji (D), który jest odwrotnością dobroci.



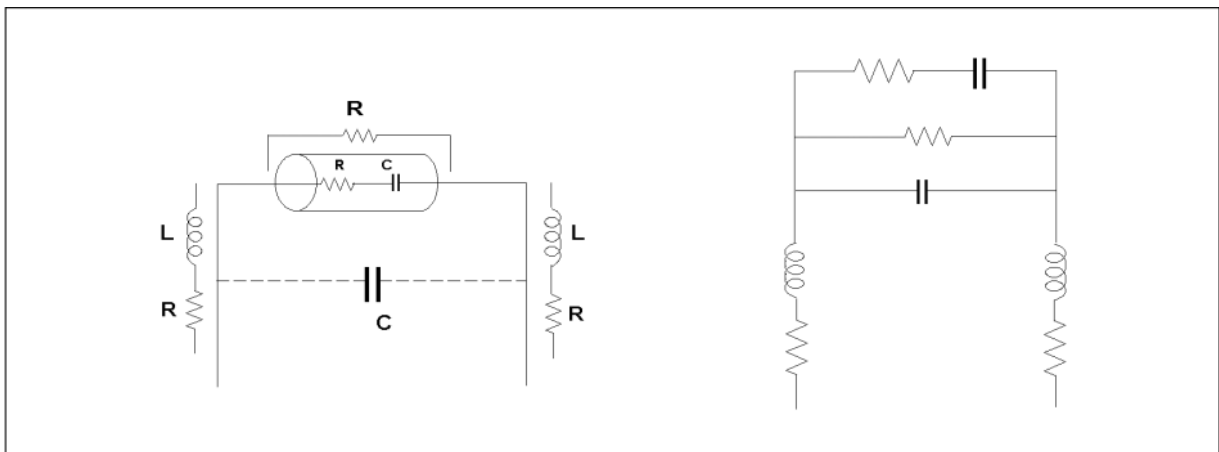
Rysunek 1.3. Relacje pomiędzy impedancją oraz admitancją [14]

1.2. Pomiary impedancji

Aby zdobyć informację o wartości impedancji badanego elementu czy też materiału, wymagane jest aby zmierzyć co najmniej 2 parametry, gdyż impedancja jest złożoną wielkością. Wiele nowoczesnych urządzeń mierzy wartość rzeczywistą oraz urojoną impedancji, a następnie konwertuje ją do takich parametrów jak impedancja całkowita $|Z|$, kąt fazowy θ , admitancja całkowita $|Y|$, rezystancja R , indukcyjność/ pojemność X , konduktancja G i susceptancja B . W teorii, samo podłączenie materiału badanego do instrumentu pomiarowego powinno wystarczyć w celu przeprowadzenia poprawnego pomiaru. Zdarza się jednak, że urządzenie pomiarowe wskazuje nieoczekiwane wyniki (wartości są o wiele za duże, bądź za małe). Jedną z możliwych przyczyn takich błędów może być użycie niewłaściwej metody pomiarowej, a inną naturalne zachowanie badanego, nieznanego materiału. Kolejny podrozdział jest poświęcony tradycyjnym elementom pasywnym, zostanie omówione ich zachowanie w realnym świecie w porównaniu z zachowaniem teoretycznym.

1.3. Efekty pasożytnicze

Elementy elektroniczne, których charakterystyka była, by czysto rezystancyjna bądź reaktancyjna nie istnieją, istnieją tylko takie, których charakterystyka jest kombinacją tych dwóch. W rezultacie, wszystkie urządzenia elektroniczne narażone są na efekty pasożytnicze, niechciane indukcyjności w rezystorach, rezystancje w kondensatorach, pojemności w cewkach itd. Różne materiały oraz różne technologie, w których dane elementy są wykonane, znacząco wpływają użyteczność oraz dokładność z którą można określić ich rezystancję, pojemność oraz induktancję. Na realny komponent elektroniczny wpływa wiele rodzajów efektów pasożytniczych. Dodając je do znamionowej własności elementu (np. rezystancji dla opornika), tworzy się skomplikowany układ. Przykład został pokazany na *Rysunku 1.4*.



Rysunek 1.4. Kondensator z uwzględnieniem wpływu efektów pasożytniczych, zaprezentowany w formie obwodu elektrycznego [14]

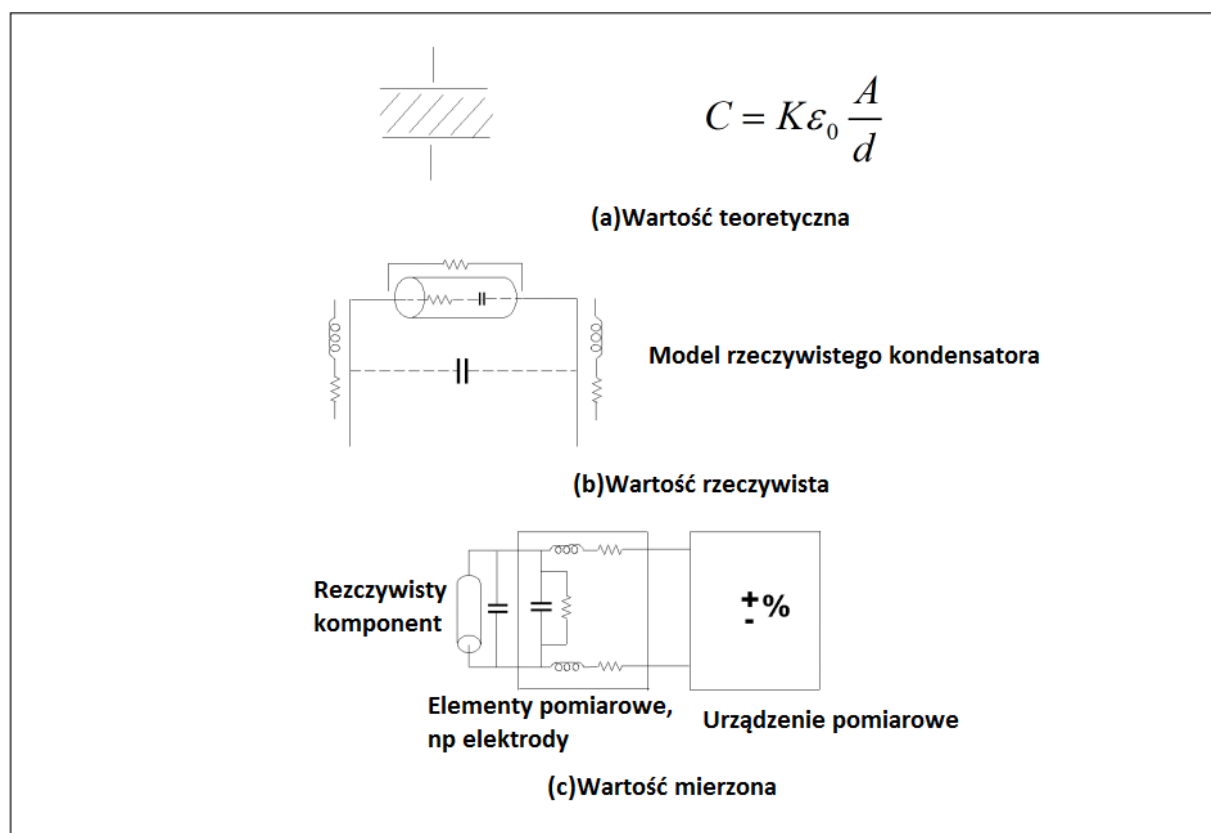
1.4. Teoretyczne, rzeczywiste oraz mierzone wartości elementów

Zrozumienie definicji wartości teoretycznych, rzeczywistych oraz mierzonych, tak samo jak ich wpływu na pomiar, jest kluczowe w celu dokonania poprawnych pomiarów w praktyce.

- Wartość teoretyczna to wartość komponentu elektronicznego (rezystora, kondensatora bądź cewki), z wykluczeniem wartości pasożytniczych. W praktyce, teoretyczna wartość może być zdefiniowana tylko za pomocą wyliczenia matematycznego, z wzięciem pod uwagę fizycznych właściwości komponentu. W prawdziwym świecie, elementy o wartości teoretycznej nie istnieją i mają tylko zastosowanie akademickie (*Rysunek 1-5(a)*).
- W przypadku wartości rzeczywistej brane są pod uwagę efekty pasożytnicze wpływające na badany element. Efektywna wartość jest sumą algebraiczną składowej stałej oraz rzeczywistej danego obwodu czy też elementu, która jest zależna od częstotliwości.
- Wartość mierzona to ta, która jest uzyskiwana podczas pomiaru; Odzwierciedla niedokładności pomiarowe urządzenia. Wartości mierzone zawsze różnią się od

wartości rzeczywistych. Ponadto, wyniki jednego pomiaru nigdy nie są takie same jak drugiego, ich różnice są zależne od bardzo wielu czynników. Porównanie wartości mierzonej danego elementu w zadanych warunkach, z jego wartością rzeczywistą (wyliczoną), pozwala ocenić jakość instrumentu pomiarowego.

Wartość rzeczywista badanego materiału jest tą, którą chcemy znać. Istotą pomiaru jest to, aby wartość mierzona była zbliżona do wartości rzeczywistej na tyle, ile to tylko możliwe.



Rysunek 1.5. Reprezentacja wartości teoretycznej, rzeczywistej oraz mierzonej [14]

Symbole na *rysunku 1.5.* oznaczają:

K i ϵ_0 – stałe dielektryczne materiału, z którego zbudowany jest kondensator

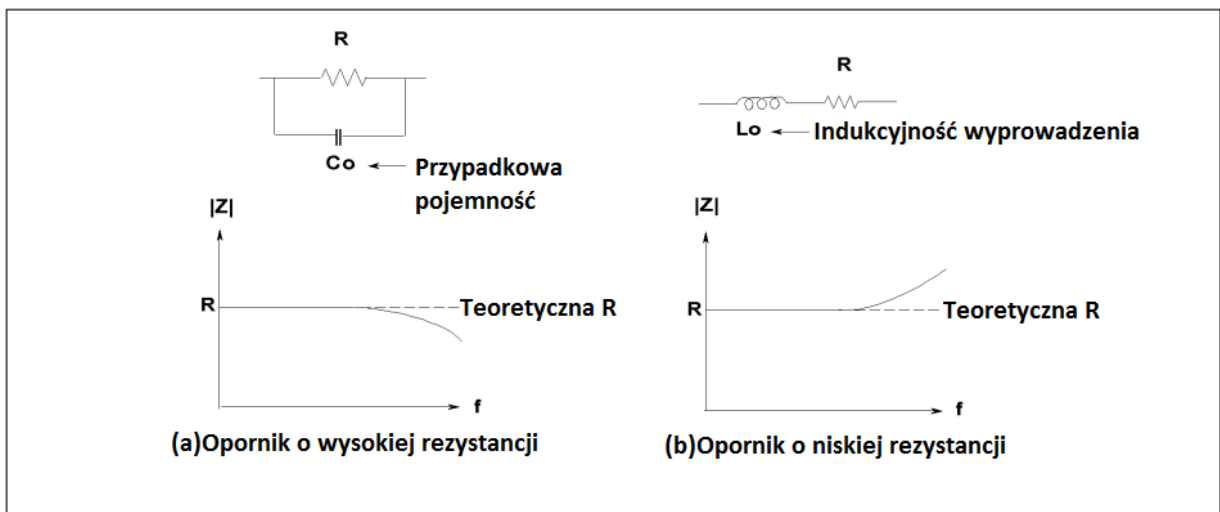
A i d – powierzchnia oraz średnica elementu.

1.5. Czynniki składowe

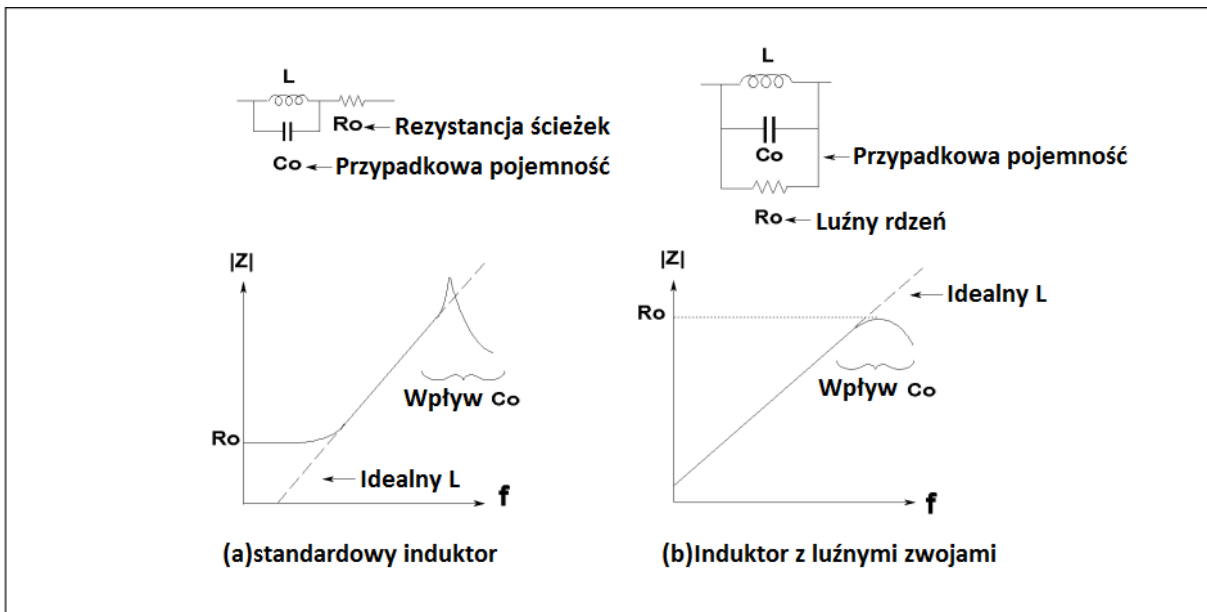
Wartość impedancji mierzonej komponentu zależy od kilku czynników, takich jak częstotliwość sygnału użytego do pomiaru, jego amplituda itd. Efekty tych współczynników są różne, w zależności od materiałów z jakich zbudowany jest badany element oraz technologii, w jakiej został wytworzony. Poniżej przedstawiono typowe składowe wpływające na pomiar:

1.5.1. Częstotliwość

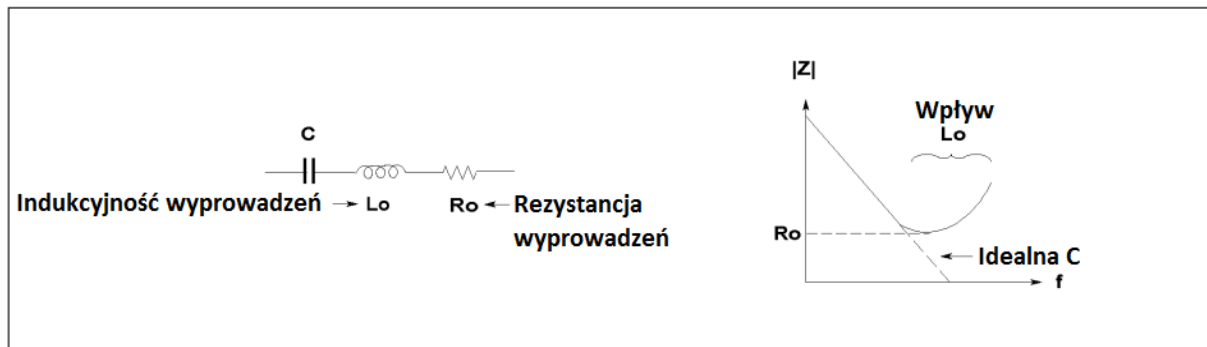
Częstotliwość ma duży wpływ na wszystkie komponenty/ materiały ze względu na fakt istnienia pasożytniczych pojemności oraz indukcyjności. Nie wszystkie efekty wpływają na pomiar, niektóre z nich jednak wpływają na kształt charakterystyki częstotliwościowej badanego komponentu. Rysunki od 1-6 do 1-9 pokazują typowe charakterystyki częstotliwościowe dla rzeczywistych rezystorów, cewek oraz kondensatorów.



Rysunek 1.6. Charakterystyka częstotliwościowa rezystora [14]



Rysunek 1.7. Charakterystyka częstotliwościowa cewki [14]

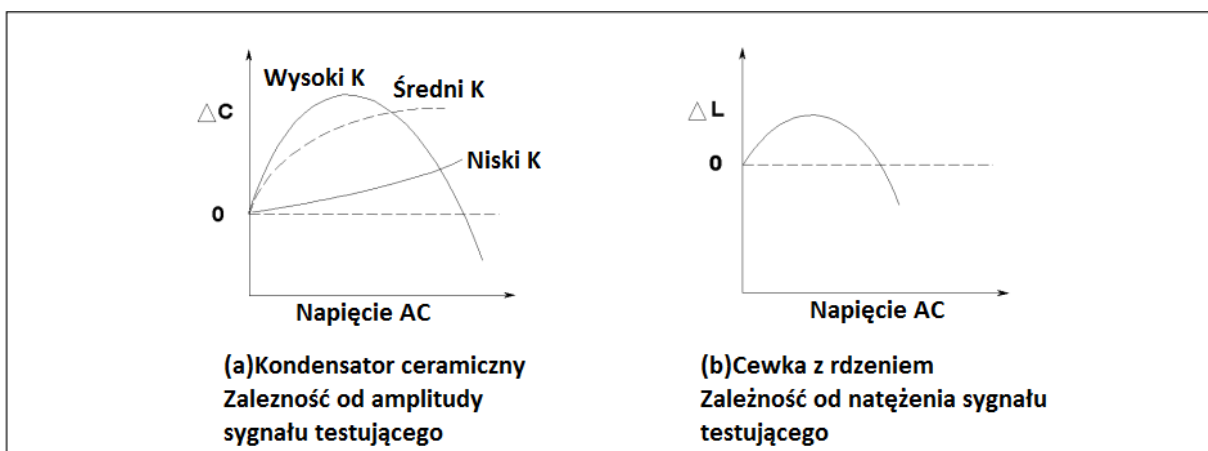


Rysunek 1.8. Charakterystyka częstotliwościowa kondensatora [14]

1.5.2. Amplituda sygnału testującego

Dla niektórych komponentów, amplituda przemiennego sygnału testowego (AC) może mieć wpływ na wynik pomiaru. Dla przykładu, kondensatory ceramiczne są bardzo wrażliwe na napięcie sygnału testowego (tak jak pokazano na *rysunku 1.9(a)*). Ta wrażliwość zależy od stałej dielektrycznej (K) materiału użytego przy produkcji kondensatora ceramicznego.

Na induktry natomiast, duży wpływ ma natężenie prądu sygnału testowego, ze względu na elektromagnetyczne właściwości cewek. Typowa charakterystyka zmiennoprądowa została przedstawiona na *rysunku 1.9(b)*.

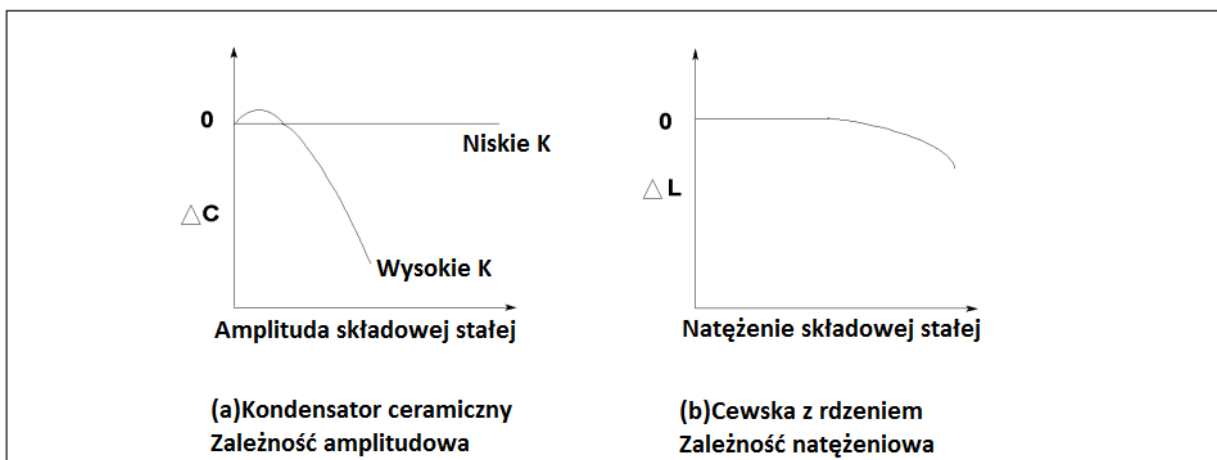


Rysunek 1.9. Wpływ właściwości sygnału testującego na mierzone wartości kondensatorów i cewek [14]

1.5.3. Składowa stała

Wpływ składowej stałej jest bardzo częsty w przypadku półprzewodników, takich jak diody i tranzystory. Niektóre komponenty pasywne są także od niej zależne. Pojemność kondensatorów ceramicznych, o dużym współczynniku dielektrycznym K , jest zależna od przyłożonej amplitudy napięcia stałego (*Rysunek 1-10(a)*).

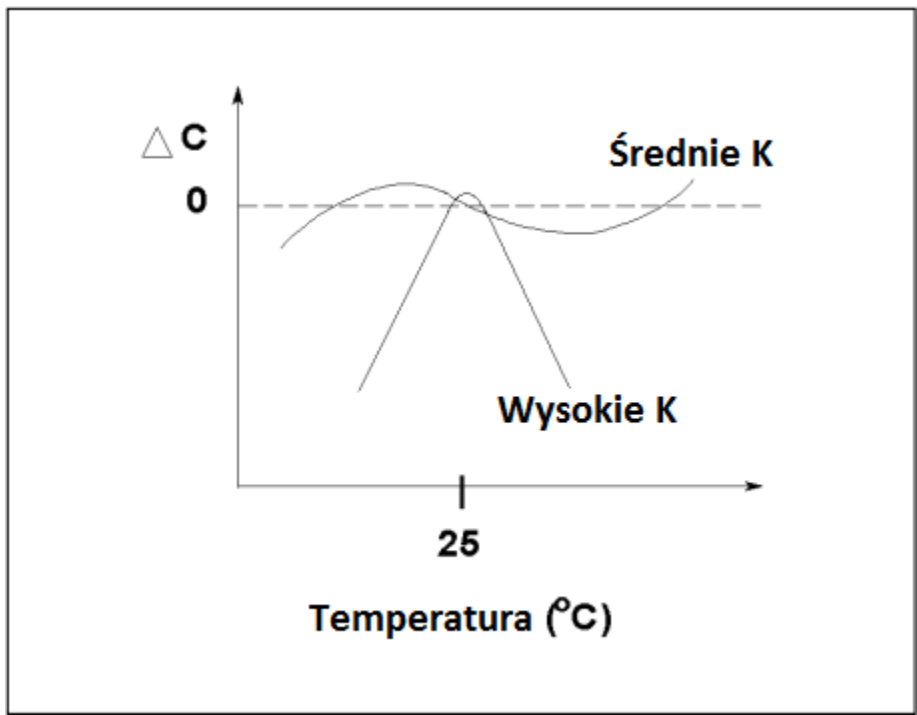
W przypadku cewek z rdzeniem, indukcyjność zależy od natężenia prądu stałego, płynącego przez zwoje cewki. Wynika to z charakterystyki strumienia magnetycznego dla danego materiału rdzenia (*Rysunek 1-10(b)*).



Rysunek 1.10. Wpływ składowej stałej na kondensatory ceramiczne oraz induktory z rdzeniem [14]

1.5.4. Temperatura

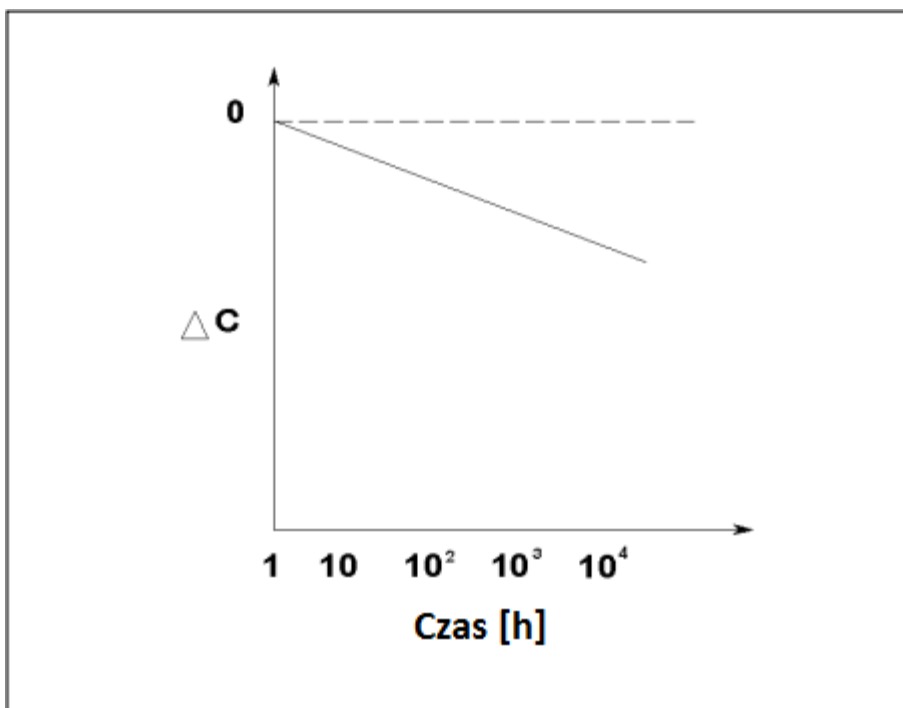
Większość komponentów elektronicznych jest podatnych na temperaturę. Współczynnik temperaturowy jest ważnym współczynnikiem dla rezystorów, cewek oraz kondensatorów. Na *Rysunku 1-11* przedstawiono typowy wpływ temperaturowy na kondensator ceramiczny, o różnym współczynniku K.



Rysunek 1.11. Wpływ temperatury na kondensatory ceramiczne [14]

1.5.5. Inne czynniki

Pozostałe fizyczne współczynniki środowiskowe (takie jak wilgotność, pole magnetyczne, światło, atmosfera, wibracje oraz czas) mogą wpłynąć na impedancję mierzoną. Dla przykładu, pojemność kondensatora ceramicznego o wysokim współczynniku dielektrycznym K , pogarsza się wraz z wiekiem (rysunek 1.12).

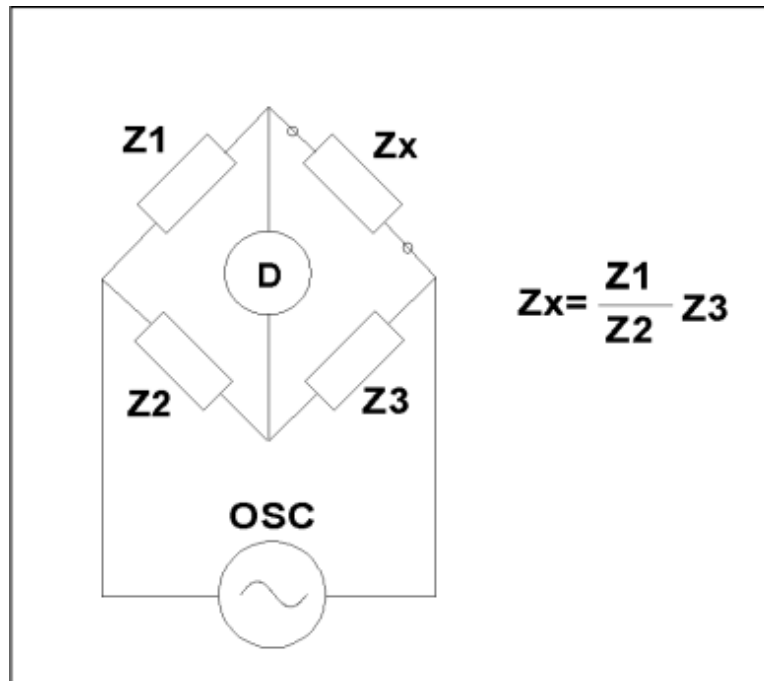


Rysunek 1.12. Wpływ czasu na pojemność ceramicznych kondensatorów [14]

2. Metody pomiarowe

Istnieje wiele metod pomiarowych impedancji, każda z nich ma swoje wady i zalety. Należy rozważyć wymagania oraz założenia pomiarowe, a następnie wybrać metodę najlepiej odpowiadającą danej aplikacji, mając na uwadze takie czynniki jak zakres częstotliwości, dokładność pomiaru i poziom skomplikowania wykonania pomiaru. Bez względu na to która metoda zostanie wybrana, wybór nigdy nie będzie idealny, gdyż nie istnieje metoda bezbłędna, która zawierała by możliwości pomiarowe pozostałych. Poniżej przedstawiono 6 popularnych metod pomiaru impedancji, które przystosowane są do pomiarów przy niskich oraz wysokich częstotliwościach. Pod koniec, wypunktowano w formie tabeli wady i zalety danej metody, zakresy częstotliwości oraz przykładowe zastosowanie metody. Biorąc pod uwagę tylko dokładność pomiarową oraz prostotę przeprowadzenia pomiaru, najlepszą metodą jest metoda samo-równoważonego mostka przy pomiarach do 110 MHz. Przy pomiarach od 100 MHz do 3 GHz, metoda RF I-V ma najlepsze możliwości pomiarowe. Od 3 GHz w górę, zaleca się stosowanie metody Analizy Sieci.

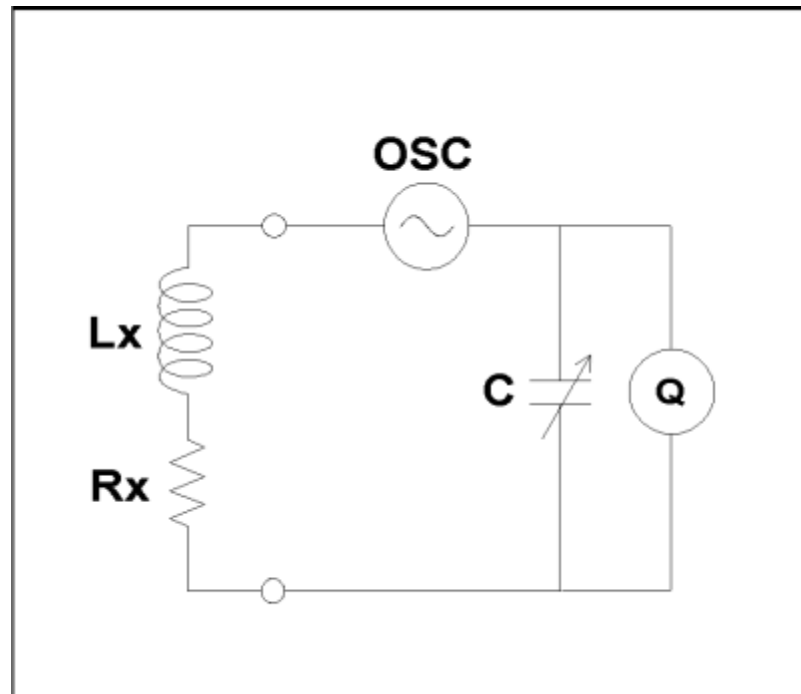
2.1. Metoda mostkowa



Rysunek 2.1. Schemat połączeń w metodzie mostkowej [14]

W momencie kiedy przez detektor (D) nie płynie żaden prąd, wartość impedancji Z_x może być wyliczona z proporcji z pozostałymi elementami mostka. Istnieją różne rodzaje mostków, zawierające kombinacje L, C oraz R jako elementów mostka, stosowane przy różnego rodzaju aplikacjach.

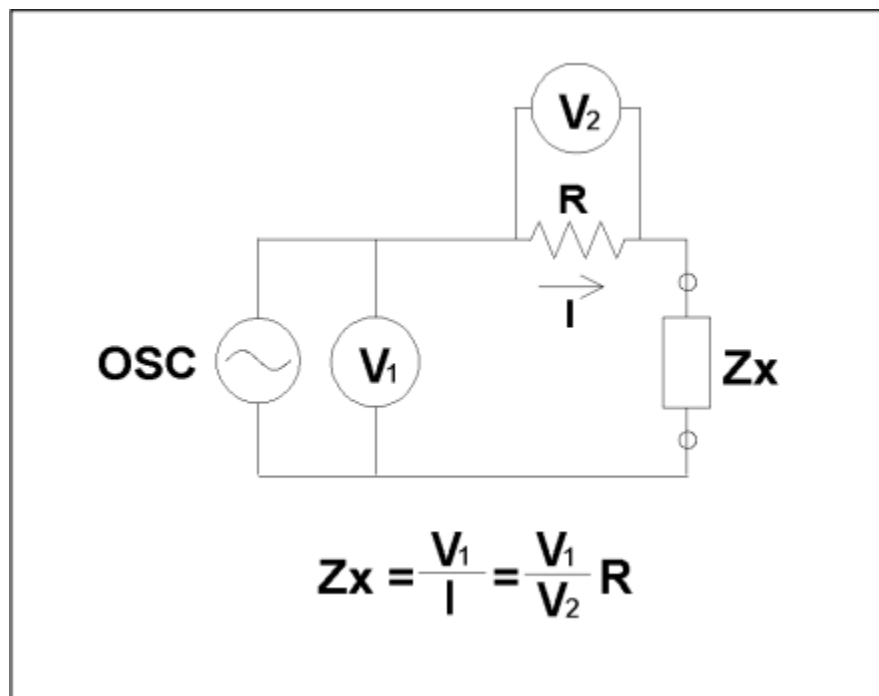
2.2. Metoda rezonansu



Rysunek 2.2. Schemat połączeń w metodzie rezonansu [14]

Kiedy układ zostanie wprowadzony w tryb rezonansu, poprzez ustawienie trymera C, badana impedancja L_x oraz R_x jest możliwa do otrzymania z częstotliwości jaka jest zadana, pojemności C oraz dobroci Q. Dobroć jest mierzona za pomocą woltomierza bezpośrednio na zaciskach trymera C. Niedokładność pomiarowa tej metody jest bardzo mała, dzięki czemu wartości Q mogą sięgać nawet 1000. Stosując tą metodę, można mierzyć impedancję różnego rodzaju połączeń (także równoległych), oraz stosować różne kombinację elementów.

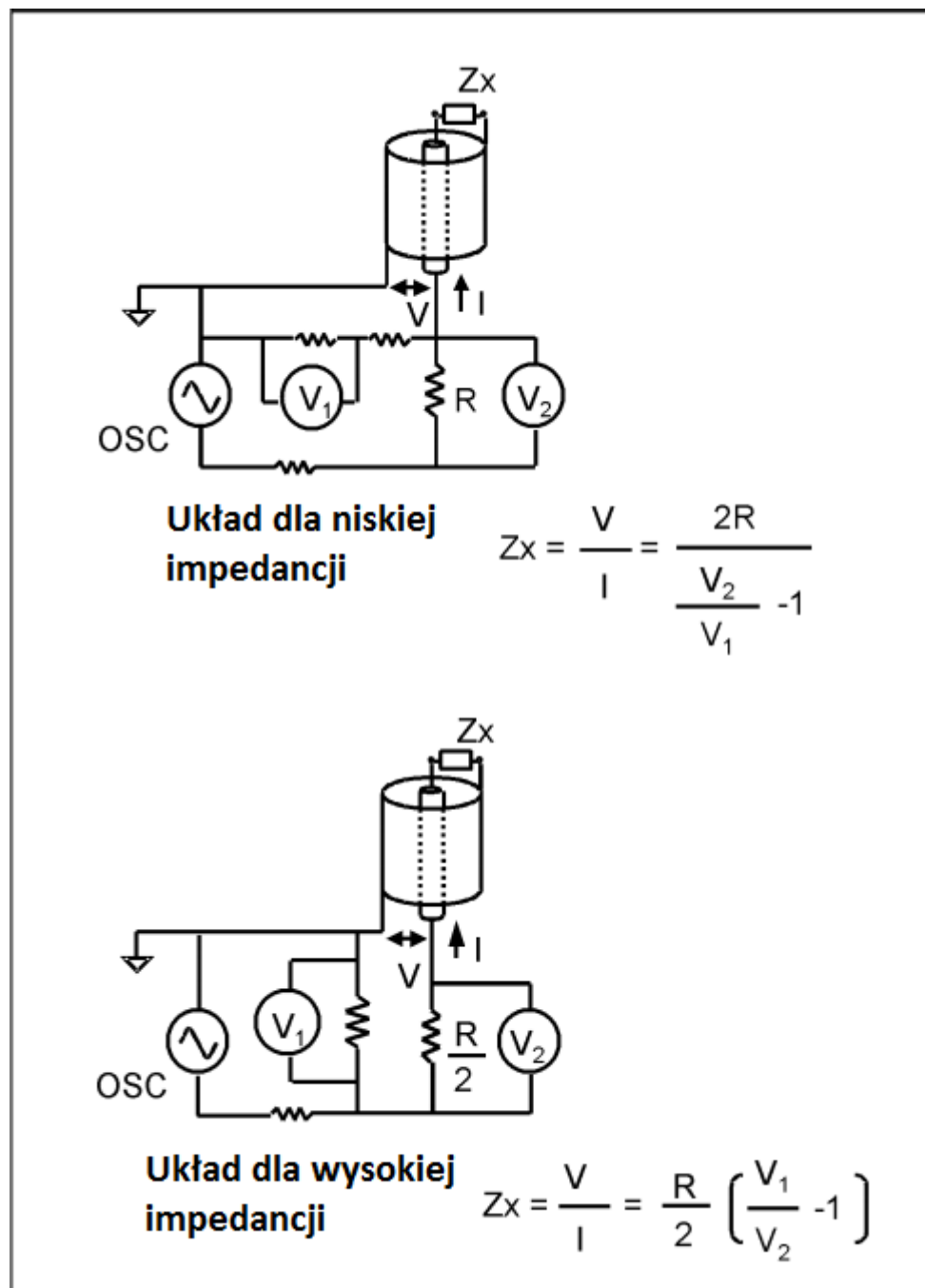
2.3. Metoda I-V



Rysunek 2.3. Schemat połączeń w metodzie I-V [14]

Niewiadoma wartość impedancji Z_x może być zmierzona pośrednio poprzez pomiar napięcia oraz prądu. Prąd także jest mierzony pośrednio, przez spadek napięcia odkładający się na oporniku o bardzo wysokiej dokładności oraz o bardzo małej rezystancji, połączonym w szeregu z impedancją badaną. W praktyce, rezystor pomiarowy jest często zastępowany transformatorem, aby pozbyć się dodatkowej rezystancji wpływającej na pomiary. Niestety, zastosowanie transformatora ucina dolną granicę zakresu częstotliwości pomiarowej.

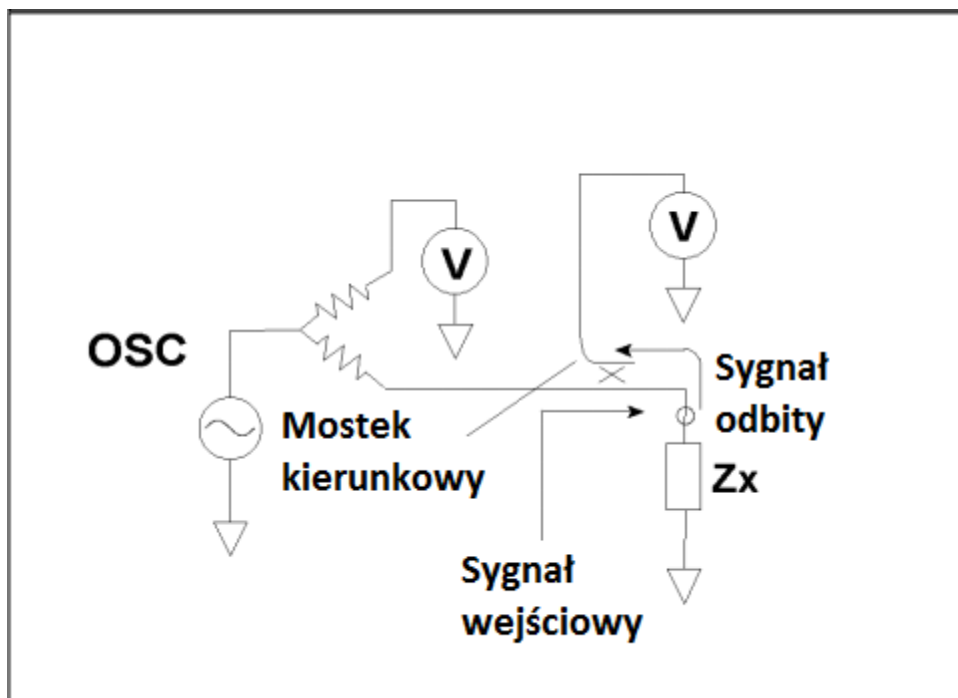
2.4. Metoda RF I-V



Rysunek 2.4. Schemat połączeń dla metody RF I-V, do pomiarów niskiej i wysokiej impedancji [14]

Metoda RF I-V bazuje na tej samej metodzie pomiarowej co standardowa metoda I-V. Różnica polega na sposobie konfiguracji, która polega na zastosowaniu odpowiednio przystosowanego obwodu impedancyjnego (50Ω), oraz ekranowanego połączenia pomiarowego, co pozwala pomiar przy wysokich częstotliwościach. Istnieją dwie konfiguracje podłączenia woltomierza oraz amperomierza, która są przystosowane dla pomiarów nisko oraz wysoko impedancyjnych. Impedancja badanego elementu jest pochodną zmierzonego napięcia oraz prądu. Prąd płynący przez DUT (*Device under Test*), jest pośrednio obliczany poprzez pomiar napięcia na rezystorze pomiarowym. Tak samo jak w przypadku tradycyjnej metody I-V, rezystor ten jest często zastępowany transformatorem, co jednak zawęża dolne pasmo częstotliwości pomiarowej.

2.5. Metoda analizy sieciowej

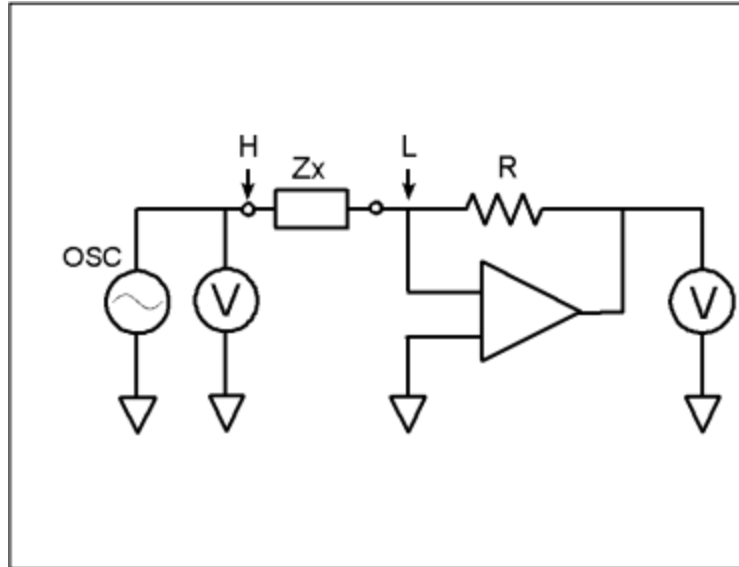


Rysunek 2.5. Schemat połączeń dla metody analizy sieciowej [14]

Współczynnik odbicia jest otrzymywany poprzez pomiar stosunku sygnału wpływającego i odbitego. Do wykrycia sygnału odbitego używany jest mostek kierunkowy, natomiast za zasilenie oraz pomiary parametrów obwodu odpowiada analizator sieciowy. Z racji tego że tą

metodą można mierzyć odbicia od DUT, jest ona bardzo użyteczna przy wysokim zakresie częstotliwości.

2.6. Metoda samo-równoważonego mostka (Self balancing bridge)



Rysunek 2.6. Schemat połączeń dla metody samo-równoważonego mostka [14]

Prąd płynący przez element badany, także płynie przez opornik R . Potencjał w punkcie L jest utrzymywany na poziomie 0 woltów (dlatego jest nazywany wirtualną masą), co wynika z zasady działania wzmacniacza operacyjnego pracującego jako konwerter prąd-napięcie. Impedancja materiału badanego jest ustalana za pomocą pomiaru napięcia w punkcie H oraz na oporniku R .

W praktyce, konfiguracja urządzenia pomiarowego zbudowanego w oparciu o metodę samo-równoważonego mostka, różni się nieco dla każdego takie urządzenia. Mierniki RLC dla niskich pasm częstotliwości (poniżej 100 kHz) są dodatkowo wyposażone w prosty wzmacniacz operacyjny dla zastosowanego konwertera prąd-napięcie. Wadą tego typu rozwiązania jest dokładność pomiarowa dla pomiarów w zakresie wysokich częstotliwości, ze względu na ograniczenia wydajnościowe zastosowanego wzmacniacza operacyjnego. Szerokopasmowe mierniki RLC oraz analizatory impedancji posiadają zaimplementowany przetwornik prąd-

napięcie wyposażony w „Null Detector” (służy do wykrywania sytuacji, w której w danej gałęzi w obwodzie nie płynie prąd), komparator analogowy oraz filtr PLL (*Phase locked loop*), w celu zapewnienia dokładności w szerokim zakresie częstotliwości powyżej 1 MHz. Ten typ urządzenia może osiągnąć maksymalną częstotliwość pracy do 110 MHz.

2.7. Zestawienie metod pomiarowych

W poniższej tabeli znajduje się podsumowanie własności poszczególnych metod pomiarowych.

Tabela 1. Popularne metody pomiarów impedancji oraz ich cechy [14]

Metody pomiarowe	Zalety	Wady	Zakres częstotliwości	Typowe zastosowania
Mostkowa	Wysoka dokładność (typ 0.1%) Duży zakres częstotliwości dzięki zastosowaniu różnych rodzajów mostków	Wymaga ręcznej kalibracji. Wąski zakres częstotliwości przy pojedynczym urządzeniu	Od napięcia stałego do 300 MHz	Typowo laboratoryjne i testowe aplikacje
Rezonansu	Wysoka wartość oraz dokładność dobroci Q	Potrzeba wprowadzenia układu w stan rezonansu. Wysoka dokładność przy pomiarach niskich impedancji	od 10 KHz do 70 MHz	Mierniki dobroci
I-V	Pomiar uziemionych elementów. Wygodna metoda do ustalania założeń pomiarowych	Zakres częstotliwości jest ograniczony przez użyty transformator	od 10 KHz do 100 MHz	Pomiar układów uziemionych

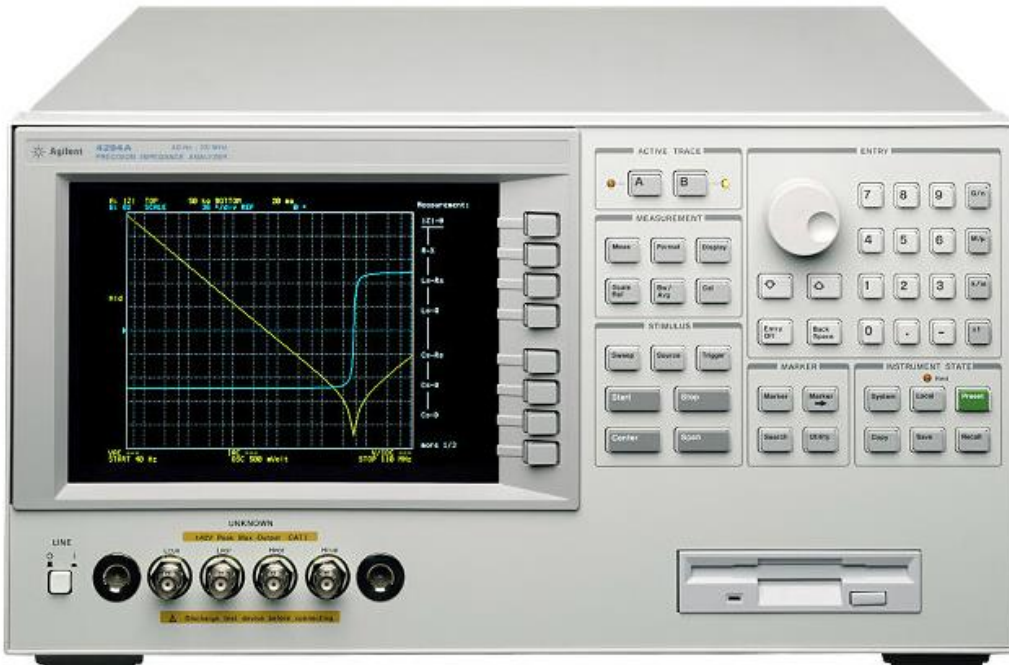
RF I-V	Wysoka dokładność (typ. 1%) oraz szerokie pasmo pomiarowe przy wysokich częstotliwościach	Zakres częstotliwości jest ograniczony przez użyty transformator	od 1 MHz do 3 GHz	Pomiar komponentów RF (<i>Radio frequency</i>)
Analizy sieciowej	Wysoki zakres częstotliwości. Wysoka dokładność	Potrzeba rekalkibracji kiedy częstotliwość sygnału pomiarowego ulega zmianie. Pomiar w wąskim zakresie impedancji	Od 300 KHz wzwyż	Pomiar komponentów RF (<i>Radio frequency</i>)
Samorównoważonego mostka	Szeroki zakres częstotliwości od m.cz. Do w.cz. Wysoka dokładność oraz pasmo częstotliwości. Pomiar uziemionych komponentów	Nie nadaje się do pomiarów przy wysokich częstotliwościach	od 20 Hz do 110 MHz	Pomiar ogólnych komponentów elektronicznych. Pomiar układów uziemionych.

3. Rozwiązania komercyjne

W tym podrozdziale przedstawiono oraz omówiono kilka przykładowych urządzeń ogólnodostępnych na rynku. Opis urządzenia Agilent 4294A jest obszerniejszy od pozostałych, tak jak budowana płyta ewaluacyjna, bazuje na metodzie pomiarowej samo-równoważonego mostka.

3.1. Agilent 4294A

Metoda samo-równoważonego mostka jest powszechnie stosowana w nowoczesnych analizatorach impedancji LF (*Low frequency*). Maksymalna częstotliwość pracy na przełomie lat, dzięki rozwojowi technologii, zwiększyła się do 100 MHz. Dokładne omówienie powyższej metody, zostanie zaprezentowane na przykładzie dostępnego na rynku urządzenia firmy Agilent – Agilent 4294A (precyzyjny analizator impedancji, który jest stosowany także do BIA). Poniżej przedstawiono jego najważniejsze parametry oraz uproszczony schemat blokowy.



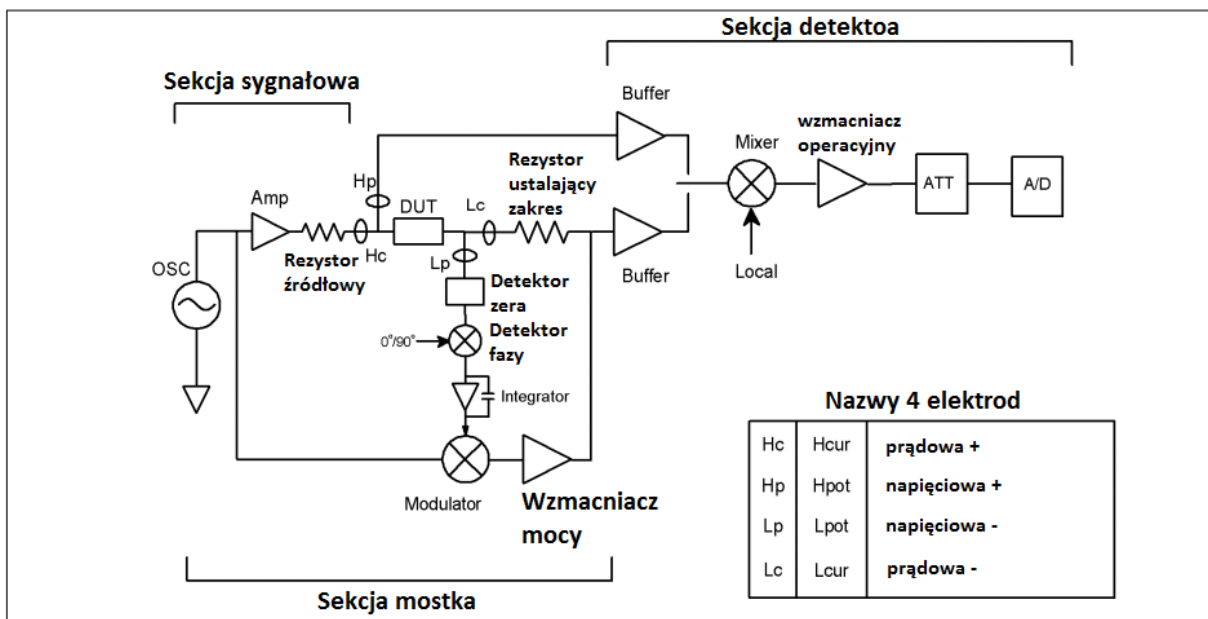
Rysunek 3.1. Analizator impedancji Agilent 4294A - front [8]



Rysunek 3.2. Analizator impedancji Agilent 4294A - tył [8]

Tabela 2. Kluczowe parametry urządzenia Agilent 4294A [8]

Sygnal testowy	Częstotliwość: od 40 Hz do 100 MHz Rozdzielczość: 1 mHz Amplituda: od 5 mV do 1 V rms
Pomiar parametrów impedancji	$ Z $, $ Y $, θ , R, X, G, B, L, C, D, Q
Zakres pomiarowy	Od 3 m Ω do 500 M Ω
Dokładność pomiarowa	0,08%
Wyświetlacz	Kolorowy LCD (TFT), przekątna 8.4 cale
Składowa stała	Od 0 V do ± 40 V, od 0 mA do ± 100 mA



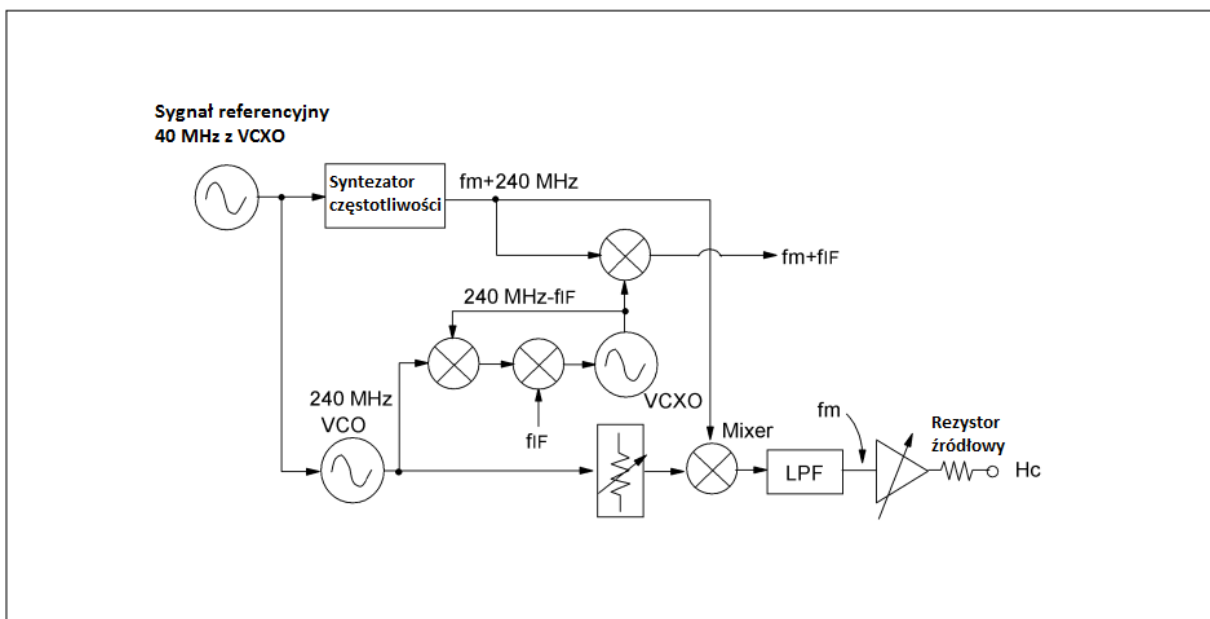
Rysunek 3.3. Uproszczony schemat blokowy sekcji analogowej analizatora impedancji Agilent 4294A [14]

3.1.1. Sekcje

Układ pomiarowy został podzielony na trzy funkcjonalne bloki:

Sekcja sygnałowa

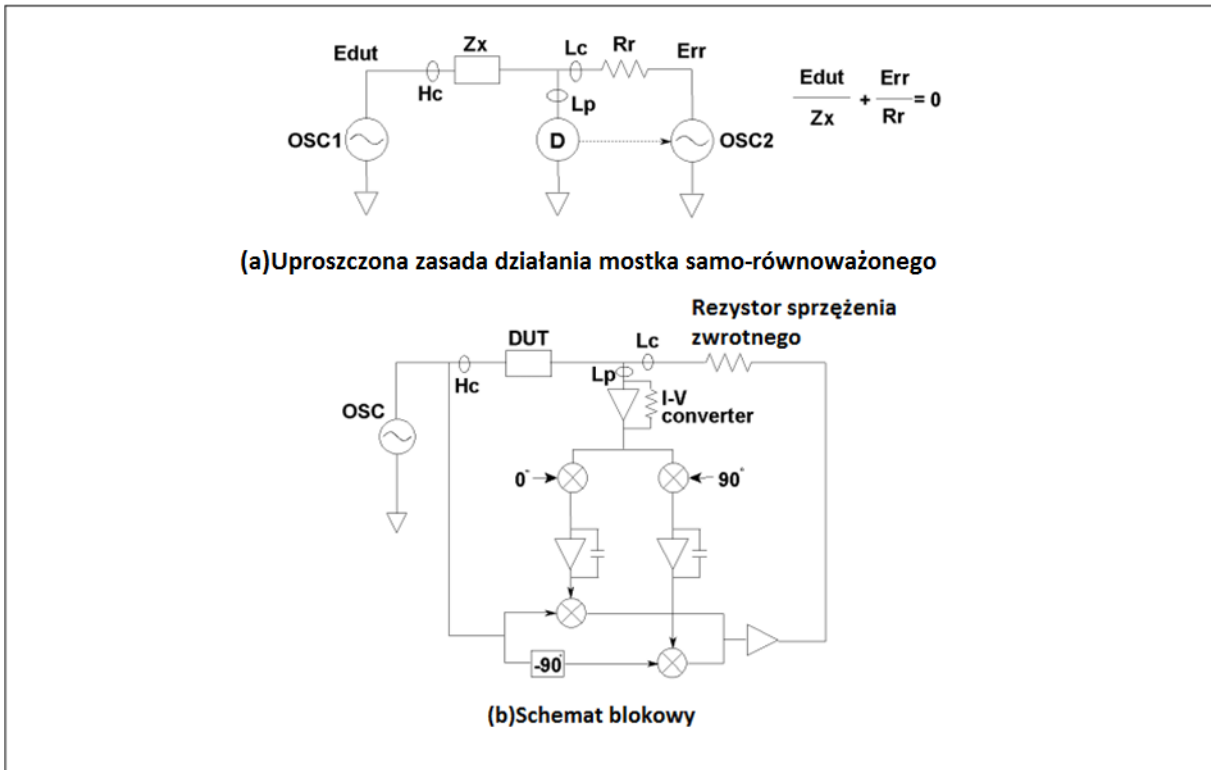
W tej sekcji generowany jest sygnał, który jest podawany na element badany. Częstotliwość sygnału testowego może wynosić od 40 Hz do 110 MHz, a jego rozdzielczość to 1 mHz. Sterowany mikroprocesorowo syntezytor częstotliwości odpowiada za uzyskanie tak wysokiej rozdzielczości. Amplituda sygnału testowego wynosi od 5 mV do 1 V, steruje się nią za pomocą tłumika. *Rysunek 1-22* pokazuje dokładniejszy schemat sekcji sygnałowej. Poza generowaniem sygnału testującego, który jest podawany na element badany, w tej sekcji generowane są także sygnały referencyjne używane do innych celów.



Rysunek 3.4. Sekcja generatora sygnału źródłowego [14]

Sekcja mostka samo-równoważonego

Ta sekcja jest odpowiedzialna za ustawianie prądu płynącego przez rezystor w obwodzie sprzężenia zwrotnego i prądu płynącego przez element badany, aby na potencjale elektrod ujemnych był utrzymany stan 0 woltów. Na Rysunku 1-23(a) został przedstawiony uproszczony schemat blokowy tej sekcji. Detektor (D) mierzy potencjał na ujemnych elektrodach i kontroluje wzmocnienie oraz fazę sygnału wyjściowego z OSC2 w taki sposób, aby potencjał ten zawsze wynosił zero. Rozbudowany schemat sprzężenia zwrotnego, został przedstawiony na Rysunku 1-23(b). W momencie, kiedy mostek nie jest w stanie „równowagi”, detektor zera wykrywa błędny prąd, przez co w następnym etapie detektory fazy rozdzielają go na 2 komponenty wektorowe o kącie 0° oraz 90° . Sygnały te następnie przechodzą przez filtry PLL, które trafiają do węzła sumacyjnego (sygnał testowy + to sprzężenie). Otrzymany sygnał jest wzmocniany i ponownie puszczony przez rezystor w linii sprzężenia zwrotnego, aby znieść się z prądem płynącym przez badany materiał, dzięki czemu detektor zera nie wskaże żadnych błędów. Operacja odsprężania jest wykonywana automatycznie w pełnym pasmie częstotliwości sygnału testowego (od 40 Hz do 110 MHz).



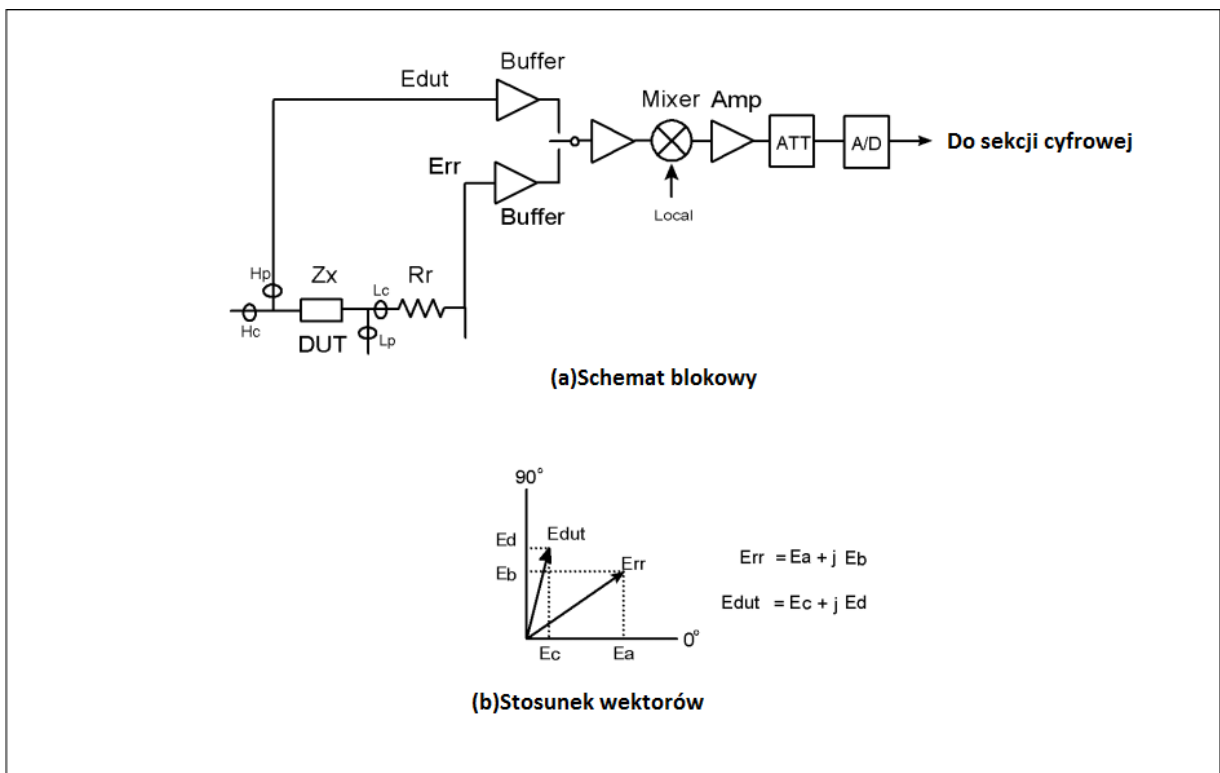
Rysunek 3.5. Schemat blokowy mostka ze sprzężeniem zwrotnym [14]

Sekcja detektora (*Vector ratio detector*)

W tej sekcji mierzone są dwa spadki napięć, na DUT (E_{DUT}) oraz rezystorze sprzężenia zwrotnego R_r (E_{rr}) (Rysunek 1-24). Z racji tego, że R_r jest znane, pomiar napięć da impedancję Z_x badanego elementu:

$$Z_x = R_r \cdot \frac{E_{DUT}}{E_{rr}} \quad (3.1)$$

Do następnej części obwodu na przemian wchodzi sygnał E_{DUT} i E_{rr} , aby wyeliminować problemy z próbkowaniem sygnałów. Każdy z sygnałów przechodzi przez przetwornik analogowo-cyfrowy i rozdzielany jest na dwa składowe wektory 0° oraz 90° przy pomocy obróbki cyfrowej.



Rysunek 3.6. Schemat blokowy sekcji detektora różnicy prądowej [14]

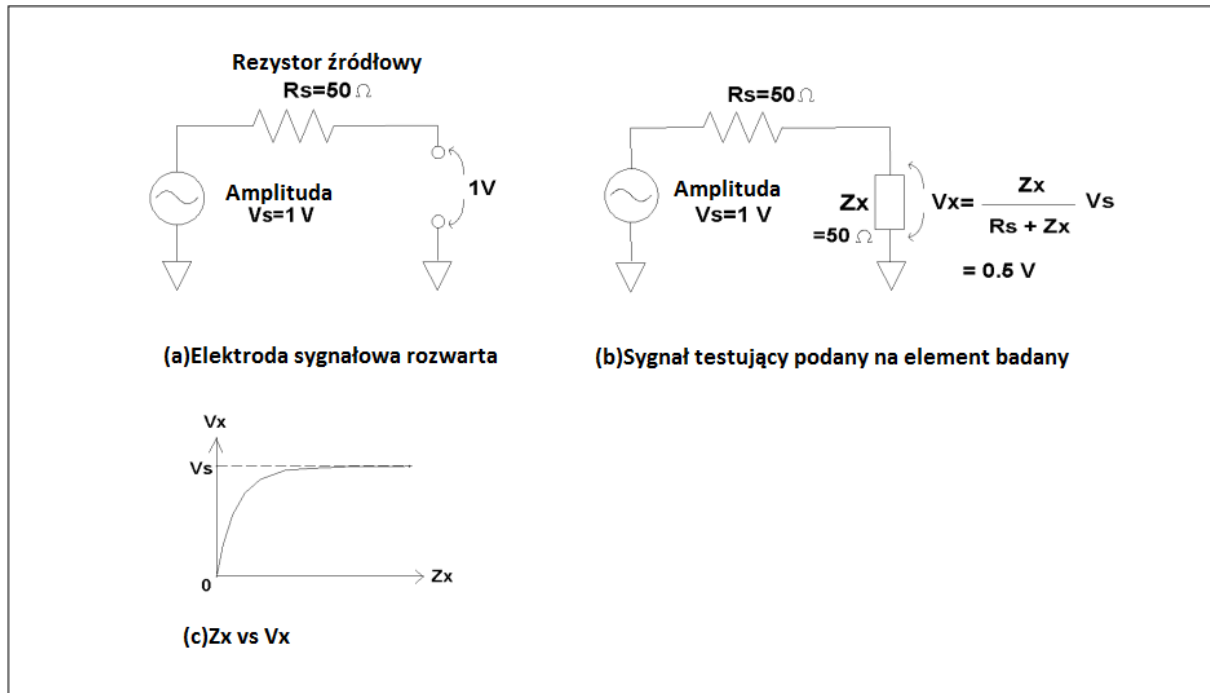
3.1.2. Najważniejsze funkcje oraz parametry pomiarowe

Poniżej przedstawiono najważniejsze funkcje/parametry instrumentu Agilent 4294A, które odnoszą się także do mierników impedancji jako ogółu.

Wielopoziomowy oscylator

Sygnal wyjściowy z oscylatora jest podawany na elektrodę H_c (prądowa dodatnia na *rysunku 3.6*), może on być regulowany, co zmienia sygnał testowy podawany na DUT. Nie zawsze jednak ustawiona w tym miejscu amplituda sygnału jest taka sama, jak ta podawana na element badany. Zadany poziom sygnału oscylatora jest ustalany w momencie kiedy dodatnia elektroda jest rozwarta. Ponieważ rezystor źródłowy R_s jest szeregowo połączony z wyjściem oscylatora (jak pokazano na *Rysunku 3.7*), na R_s odkłada się spadek napięcia. W związku z tym, kiedy do obwodu zostaje podłączony badany element, zadane napięcie V_x zależy rezystancji R_x oraz impedancji badanego elementu (Z_x). Fakt ten należy wziąć pod uwagę przy dokonywaniu pomiarów w szczególności wtedy, kiedy mierzone są materiały o niskiej wartości impedancji

(niska indukcyjność lub wysoka pojemność). Amplituda sygnału oscylacji powinna być możliwie jak największa, aby uzyskać dobry współczynnik S/N (*Signal to noise*) dla urządzeń w sekcji detektora. Wysoki współczynnik S/N znacznie poprawia jakość pomiarów. Zdarzają się przypadki, w których amplituda oscylatora powinna być obniżona, np. kiedy za obiekt pomiarowy służą cewki z rdzeniem lub urządzenia półprzewodnikowe, dla których poziom sygnału jest kluczowy dla wyników pomiaru bądź dla działania samego urządzenia.



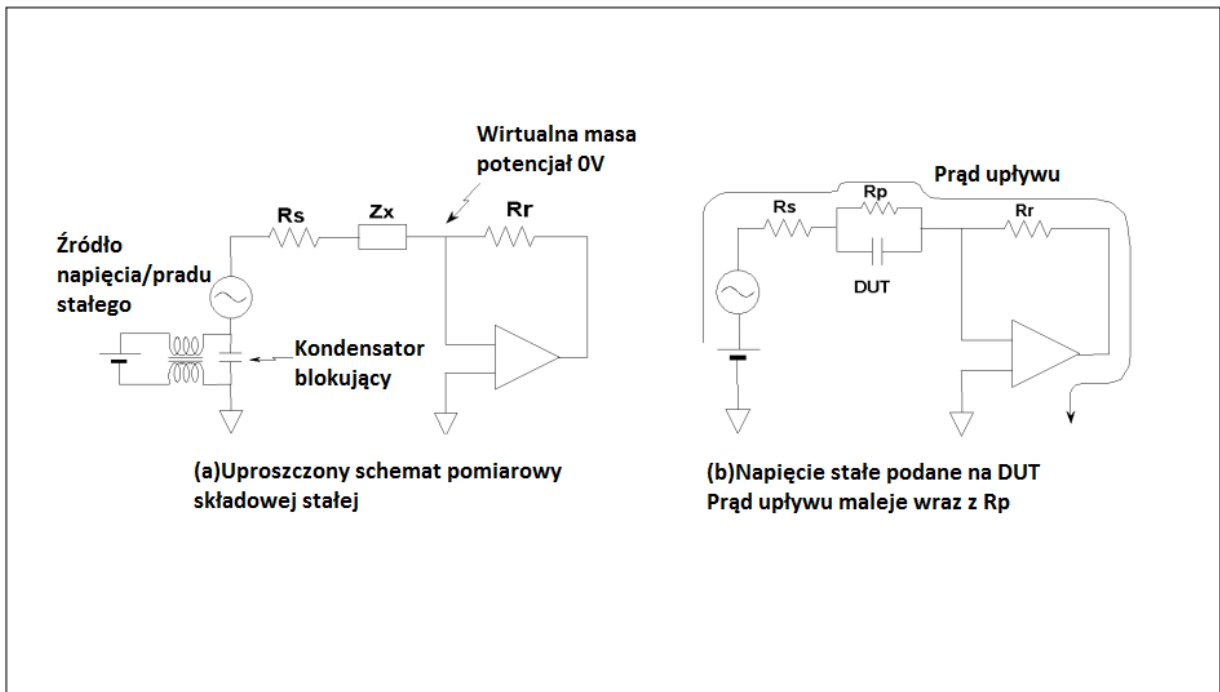
Rysunek 3.7. Wpływ impedancji DUT oraz rezystancji R_s na Amplitudę sygnału [14]

Źródło DC

Poza sygnałem testowym AC także sygnał DC może być podany na element badany poprzez dodatnią elektrodę prądową. Uproszczony schemat układu wyjściowego, zaopatrzonego w źródło DC, pokazano na *rysunku 3.8*. Bardzo wiele urządzeń służących do pomiarów impedancji jest zaopatrzonych w funkcję „DC bias” przy użyciu której zakłada się, że natężenie prądu stałego jest zerowe (wysoka rezystancja DUT). Jeżeli rezystancja badanego elementu jest niska, prąd stały zaczyna płynąć przez DUT oraz rezystor R_r , co sprawia, że napięcie potencjału wirtualnej masy zaczyna wzrastać. Na rezystorze źródłowym R_s także odkłada się spadek napięcia. W rezultacie, zadane napięcie DC nie odkłada się na elemencie badanym, co w

w niektórych przypadkach może powodować błędy pomiarowe. Należy wziąć to pod uwagę w przypadku pomiarów półprzewodników o niskiej rezystancji wewnętrznej.

Agilent 4294A (oraz kilka innych analizatorów impedancji) posiada rozbudowany moduł DC bias, który może być skonfigurowany w źródło napięciowe bądź prądowe. Przez to że wyjście modułu jest automatycznie regulowane poprzez ciągły pomiar napięcia i prądu, napięcie/ prąd podawany na DUT jest utrzymywany w zadanym zakresie, niezależnie od rezystancji DUT.



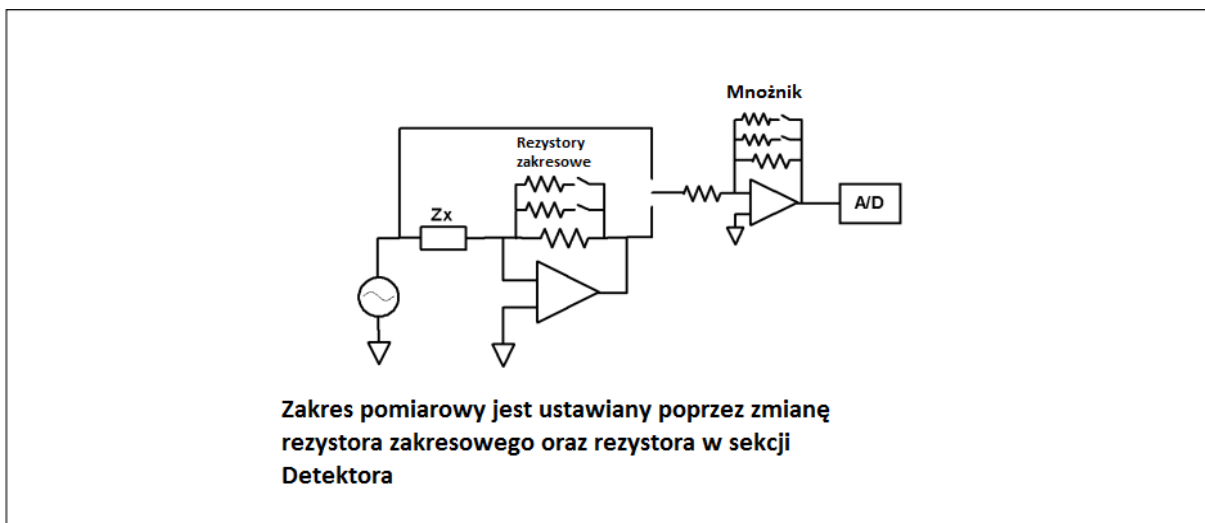
Rysunek 3.8. Składowa stała podana na DUT w odniesieniu do wirtualnej masy [14]

Kalibracja

Aby instrument pomiarowy mógł mierzyć impedancję w pełnym zakresie, od bardzo niskich do bardzo wysokich wartości, musi być wyposażony w kilka zakresów pomiarowych. Zazwyczaj, w przypadku takich urządzeń, dostępnych jest od 7 do 10 zakresów pomiarowych, a urządzenie potrafi samo wybrać odpowiedni, w zależności od impedancji badanego obiektu. Zmiana zakresu pomiarowego następuje poprzez zmianę rezystancji w gałęzi sprzężenia zwrotnego wzmacniaczy operacyjnych (Rysunek 3.9). Taki system zapewnia maksymalną możliwą

amplitudę sygnału podawanego na przetwornik analogowo-cyfrowy, co daje najwyższy współczynnik S/N, co z kolei przekłada się na maksymalną dokładność pomiaru.

Bez względu na ustawienie zakresu pomiarowego, najlepsza dokładność pomiarowa jest uzyskiwana wtedy, kiedy mierzona impedancja jest bliska pełnej skali aktualnego zakresu. Należy przez to rozumieć, że jeżeli mierzona impedancja znacząco różni się od rezystancji rezystora kalibracyjnego, dokładność pomiarowa ulegnie znaczącemu pogorszeniu. To czasami sprawia, że przy granicach zakresu mierzone wartości znacznie różnią się od pozostałych (automatyczna zmiana zakresu pomiarowego). Aby uniknąć takich sytuacji należy ręcznie ustawić zakres pomiarowy o jeden stopień wyższy.



Rysunek 3.9. Kalibracja [14]

3.2. BodyComp – MF+

Urządzenie Bodycomp MF+ jest wieloczęstotliwościowym miernikiem impedancji ludzkiego ciała. Pomiary są możliwe do wykonania przy częstotliwościach 5, 50 oraz 100 kHz. Producent zaopatrza użytkownika w oprogramowanie komputerowe które pozwala na:

- przetwarzanie wyników pomiarów,
- archiwizację wyników pomiarów,
- wydruk pomiarów.

Na *rysunku 3.10* przedstawiono wyżej wymienione urządzenie.



Rysunek 3.10. BodyComp MF+ firmy Akern [9]

Poważną wadą instrumentu jest pomiar tylko impedancji (jeden wynik) bez rozdzielenia na składową stałą oraz urojoną.

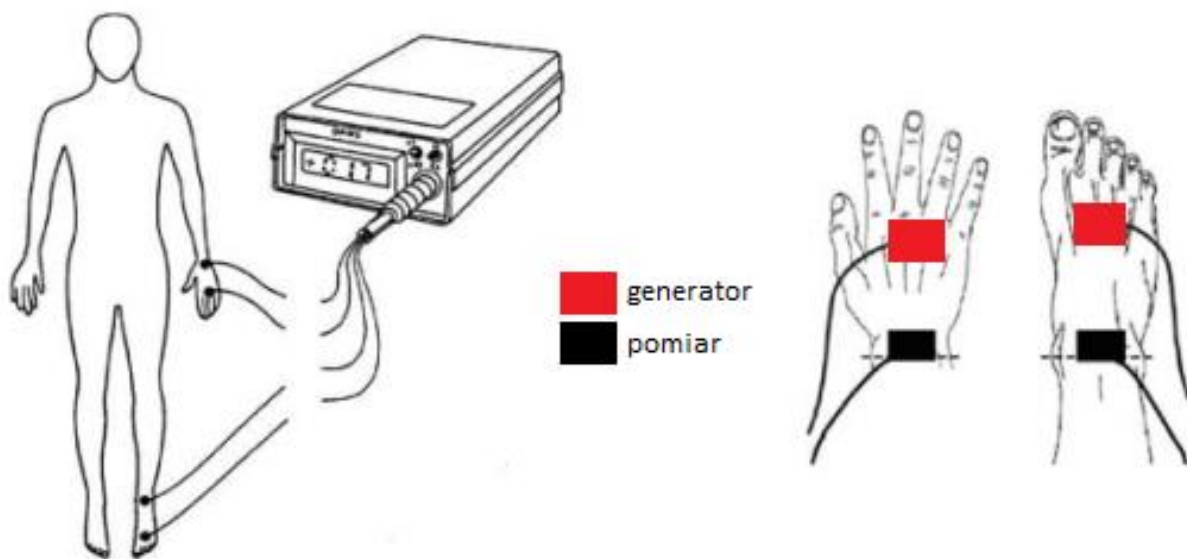
Mierzalne parametry ludzkiego ciała

- Masa tłuszczowa (w kg i %) – obliczana tylko przy 50 kHz
- Masa beztłuszczowa (w kg i %)
- Woda całkowita (w litrach i %)

- Woda pozakomórkowa (w litrach i %)
- Woda wewnątrzkomórkowa (w litrach i %)
- Masa mięśniowa (w kg i %)
- Masa komórkowa (w kg i %)
- Przemiana podstawowa (w kcal)
- Wskaźnik wzrostowo-wagowy (*BMI*)

Elektrody

Tak jak w przypadku większości czteroelektrodowych urządzeń BIA (*Bio-Impedance Analysis*), do ciała pacjenta przyłączane są 4 elektrody. Jedna para służy za generator sygnału testującego, druga natomiast za woltomierz. Elektrody te zwane są też czasami parami prądową i napięciową.



Rysunek 3.11. Sposób podłączenia do osoby badanej [12]

3.3. Quantum II

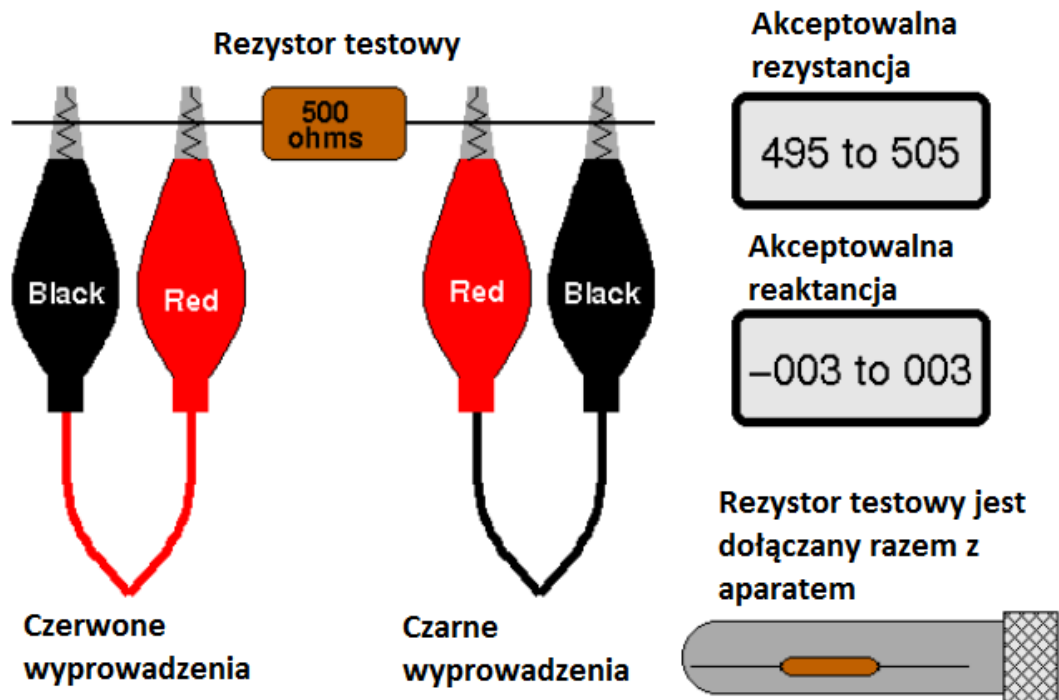
Urządzenie to, podobnie jak BodyComp MF+, służy do pomiarów BIA. Zasada działania jest identyczna, posiada 2 pary elektrod - napięciową i prądową. Wadą instrumentu jest to, że pomiary można wykonywać tylko przy częstotliwości 50 kHz, aczkolwiek w przypadku pomiarów BIA jest to częstotliwość optymalna. Niestety ograniczenie to sprawia, że aparat nie nadaje się do prowadzenia badań rozwojowych. Zdecydowaną zaletą Quantum II jest to, że pokazuje część rezystancyjną, jak i reaktancyjną mierzonej impedancji.



Rysunek 3.12. Analizator składu ciała Quantum II [13]

Kalibracja

Bardzo dużą wadą urządzenia jest potrzeba kalibracji, czasami nawet przed każdym pomiarem. Proces kalibracji polega na zaciśnięciu elektrod pomiarowych na rezystorze wzorcowym $500\ \Omega$ oraz wykonaniu na nim jednorazowego pomiaru. Jeżeli mierzona rezystancja znajduje się w zakresie od $495\ \Omega$ do $505\ \Omega$, a mierzona reaktancja od $-3\ \Omega$ do $3\ \Omega$, oznacza to, że urządzenie jest skalibrowane i gotowe do pracy.



Rysunek 3.13. Sposób kalibracji miernika Quantum II [13]

4. Bioimpedancja

W niniejszym rozdziale przedstawione zostaną podstawowe zagadnienia oraz charakterystyki elektrycznego modelu tkanek [1].

4.1. Tkanki – właściwości elektryczne

Właściwości elektryczne tkanek biologicznych (np. konduktywność czy impedancja) związane są z ich strukturą biomechaniczną. Różnice morfologiczne pomiędzy komórkami budulcowymi tkanek i ich niejednorodne rozmieszczenie powodują ich dużą anizotropowość oraz niehomogeniczność ich parametrów elektrycznych.

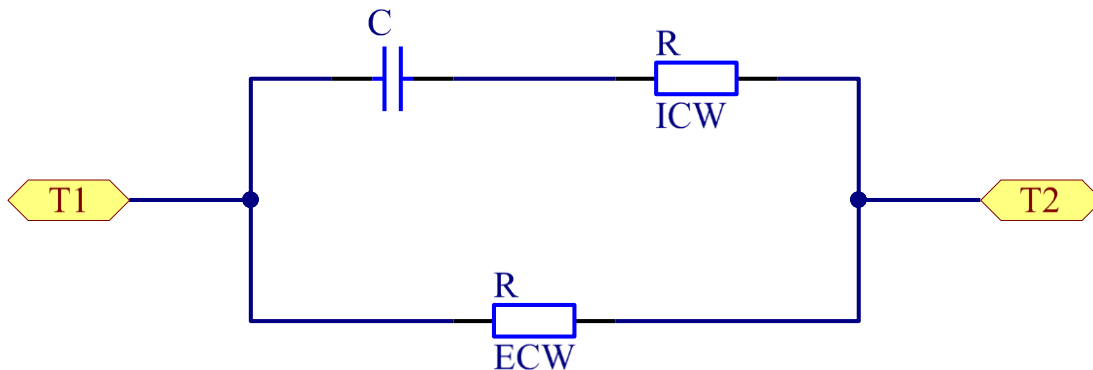
Ludzki organizm składa się z grup komórek, które z kolei składają się z otoczonych błoną komórkową organelli. Wewnątrz błony znajduje się koloidalny układ białek zawieszonych w roztworze wodnym. Na zewnątrz błona komórkowa jest otoczona płynem międzykomórkowym. Dzięki dużej ilości elektrolitów w płynach zewnątrz i wewnątrz-komórkowych przewodnictwo jonowe tych cieczy jest znaczące. Pozwala to modelować płynną część komórki jak konduktancję.

Błona komórkowa jest bardzo ważnym elementem, mającym wpływ na elektryczne właściwości komórek. Pełni ona między innymi rolę ochrony komórki przed działaniem czynników chemicznych i fizycznych. Błona komórkowa jest zbudowana z dwóch warstw fosfolipidów i białek, z których część jest luźno związana z powierzchnią błony (białka zakotwiczone i peryferyjne) oraz innych, związanych nieodłącznie ze strukturą błony (białka integralne). Każda z wymienionych warstw posiada dwie powierzchnie, hydrofobową i hydrofilową, które są zwrócone odpowiednio od wewnątrz i na zewnątrz struktury błony. Przewodnictwo tej warstwy jest niewielkie i należy je traktować jak dielektryk (ok $10^{-6} \frac{S}{m}$), przez możliwość gromadzenia ładunku elektrycznego wewnątrz błony komórkowej.

Ogólnie rzecz ujmując, błonę komórkową (dielektryk) otoczoną warstwami z jednej strony cytoplazmy, a z drugiej płynu zewnątrz-komórkowego (przewodniki) można przyrównać do kondensatora o pojemności rzędu $1 \frac{\mu F}{cm^2}$. Z tego powodu chcąc stworzyć model elektryczny badanej tkanki, należy uwzględnić zależności impedancji od częstotliwości przyłożonego sygnału testowego.

4.2. Model elektryczny tkanki

Modelem elektrycznym najczęściej stosowanym przy pomiarach impedancyjnych jest model H. Fricke (rysunek 4.1). Obwód składa się z połączonej szeregowo rezystancji R_{ICW} (płyn wewnątrz-komórkowy) z pojemnością C (pojemność membranowa błony komórkowej), które są następnie dołączone równolegle do rezystancji R_{ECW} (Płyn poza-komórkowy). Model dość dokładnie odzwierciedla strukturę anatomiczną tkanki. Pozwala także łatwo wyznaczyć stosunek płynów wewnątrz-komórkowych do poza-komórkowych w tkance.



Rysunek 4.1. Model elektryczny Fricke komórki biologicznej. Punkty przyłożenia elektrod pomiarowych oznaczone są portami T1 i T2 (Terminal). Opracowanie własne na podstawie [1]

5. Projekt Urządzenia

W poniższym rozdziale przedstawiono różnego rodzaju założenia konstrukcyjne oraz rozwiązania układowe zastosowane przy budowie uniwersalnej platformy rozwojowej do pomiarów impedancji.

5.1. Założenia projektowe

Poniżej zostały zaprezentowane wszystkie założenia oraz wymagania projektowe, które musiały być wzięte pod uwagę przed stworzeniem fizycznego projektu. Do każdego z nich dołączony jest krótki opis z wyjaśnieniem potrzeby takiego założenia.

Forma

Układ powinien być samodzielnym systemem pracującym bez potrzeby podłączania go do komputera. Na bazie tej platformy w późniejszym czasie planowana jest (jako jedna z wielu) budowa mobilnej wersji urządzenia. Z tego względu, już na tym etapie, należy wziąć pod uwagę takie parametry, jak gabaryty, czy napięcie zasilania możliwe do dostarczenia w warunkach mobilnych/polowych.

Jednostka sterująca

Jedną z podstawowych kwestii podczas projektowania układów mikroprocesorowych jest to, aby mikrokontrolery (ile by ich nie było) nie tylko spełniały minimalne wymagania stawiane przez dany projekt, ale także, aby posiadały zapas zasobów na okoliczności dodatkowe, które w praktyce ujawniają się prawie zawsze po zmontowaniu układu. Jest to w szczególności istotne w przypadku projektowania obwodu typu płyta ewaluacyjna, przy której z samego założenia wynika, że nie ma ona ściśle określonego zastosowania. Dodatkowa moc obliczeniowa, czy też pamięć programu oraz operacyjna, bardzo ułatwiają pracę programisty poprzez umożliwienie pisania kodu w sposób swobodny, bez potrzeby optymalizacji (przynajmniej w początkowych etapach rozwoju oprogramowania).

Dodatkowe wyprowadzenia

W przypadku wszystkich platform ewaluacyjnych istotną rzeczą jest wyprowadzenie dodatkowych portów I/O (*wejścia-wyjścia*), aby użytkownik mógł w prosty sposób, bez potrzeby wlotowywania się, dołączyć do urządzenia dodatkowe komponenty lub całe moduły w celu zwiększenia funkcjonalności.

Możliwości pomiarowe

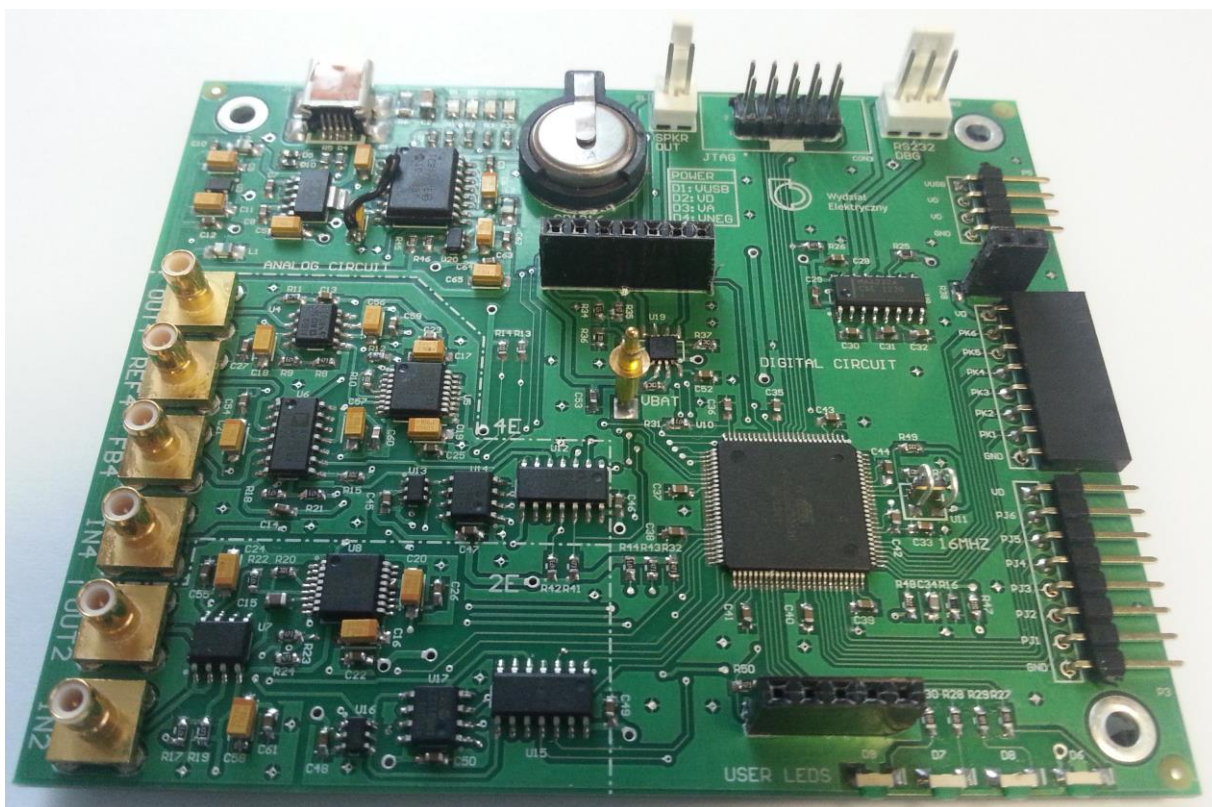
Głównym zadaniem projektowanego obwodu jest to (pomijając jego funkcje ewaluacyjne), aby mógł przy pomocy układu scalonego AD5933 (Firma *Analog Devices*) mierzyć impedancję badanych materiałów, z nastawieniem na tkanki żywe. Użyteczność układu na tym polu została wcześniej wielokrotnie udowodniona [12]. Zadaniem na dzień dzisiejszy jest, aby z pomocą zbudowanej platformy ewaluacyjnej, zaprojektować obwody idealnie przystosowane elektrycznie oraz programowo pod konkretne rodzaje pomiarów. Przyczyną tego jest to, że w zdecydowanej większości przypadków, sposób dokonywania pomiaru przy jednym zastosowaniu mocno różni się od sposobu w zastosowaniu drugim (takimi elementami jak ilość przyłączanych elektrod, zakres pomiarowy itd.).

Sama płyta, będąc rozszerzalną, powinna być przystosowana do wielu rodzaju pomiarów lub powinna pomóc w sformułowaniu wymagań do następnego urządzenia, jeżeli sama danego wymagania nie spełnia.

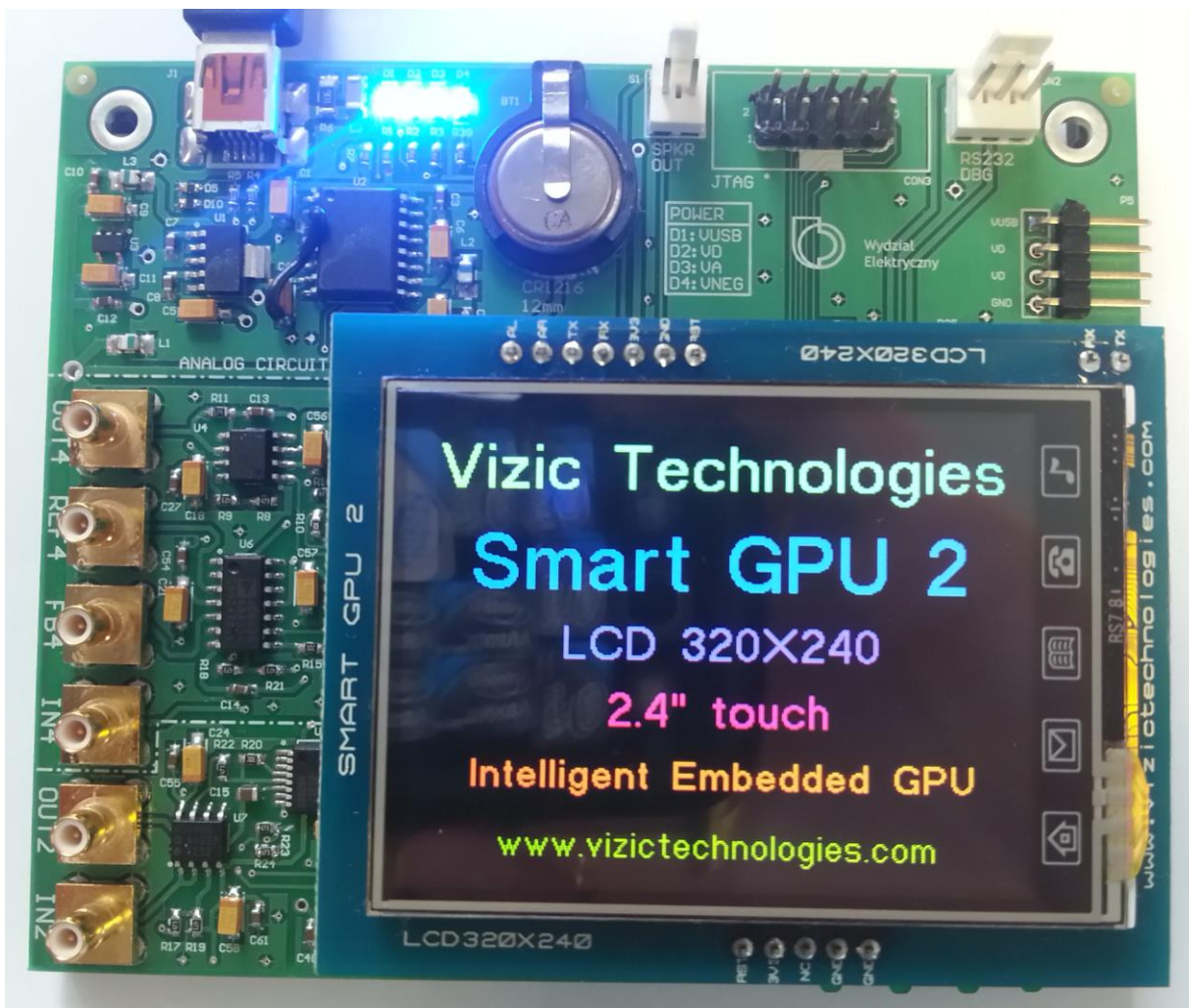
Pełna dokumentacja, w której zawarte są schematy ideowe, wykaz zastosowanych komponentów i rozstawienie ścieżek, znajduje się w dodatku A.

5.2. Parametry fizyczne urządzenia

Układ został zbudowany na płycie PCB (*Printed Circuit Board*), o wymiarach 102 mm x 85 mm i grubości laminatu 1,5 mm oraz grubości miedzi 35 μm . Pokrycie soldermaską jest zielone, a pady cynowane metodą HAL (*Hot Air Leveling*). Minimalny zastosowany rozstaw pomiędzy ścieżkami to 8 milów (1 mil = 0.0254 mm). Projekt wykonano w programie Altium Designer 14. Poniżej przedstawiono rzeczywiste zdjęcia płytki (*rysunki 5.1, 5.2 i 5.3*).



Rysunek 5.1. Zaprojektowana płyta ewaluacyjna. Widok- front bez wyświetlacza. Wykonanie własne.

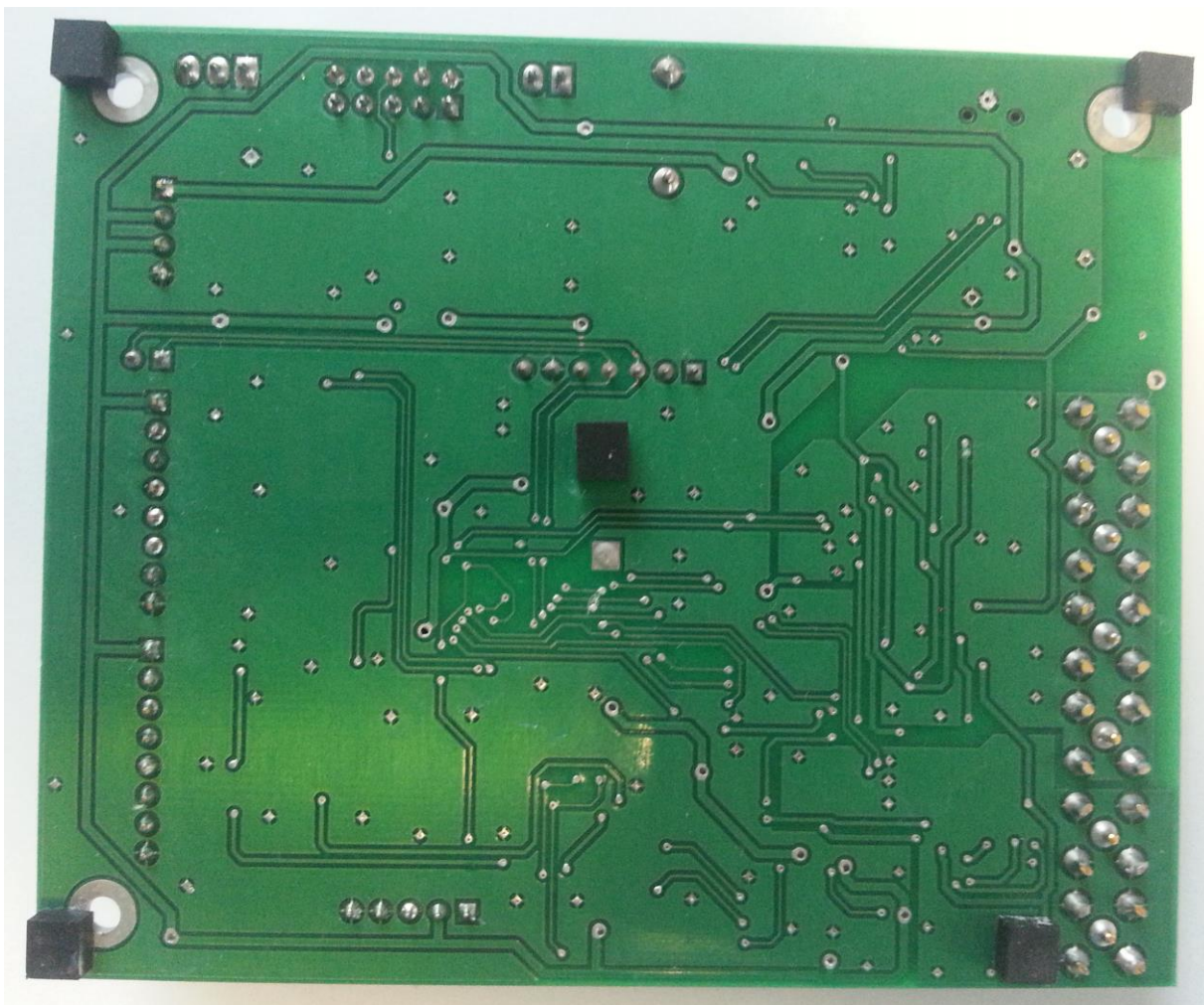


Rysunek 5.2. Zaprojektowana płyta ewaluacyjna. Widok- front z wyświetlaczem. Wykonanie własne.

Układ został podzielony na funkcjonalne bloki, które zostaną dokładnie opisane w następnych podrozdziałach. Te bloki (moduły) to:

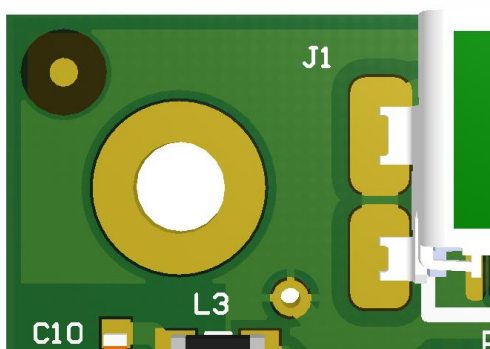
- blok zasilania,
- blok analogowy,
- blok cyfrowy.

Płytę wyposażono w trzy otwory montażowe o wymiarach $\varnothing 6$ mm/ 3.2 mm oraz w trzy tzw. Fidutiale (punkty charakterystyczne na płycie, stosowane przy maszynowym układaniu elementów na płytach PCB. Dzięki nim wizja maszynowa rozpoznaje fizyczne położenie płyty).



Rysunek 5.3. Zaprojektowana płyta ewaluacyjna. Widok-tył. Wykonanie własne.

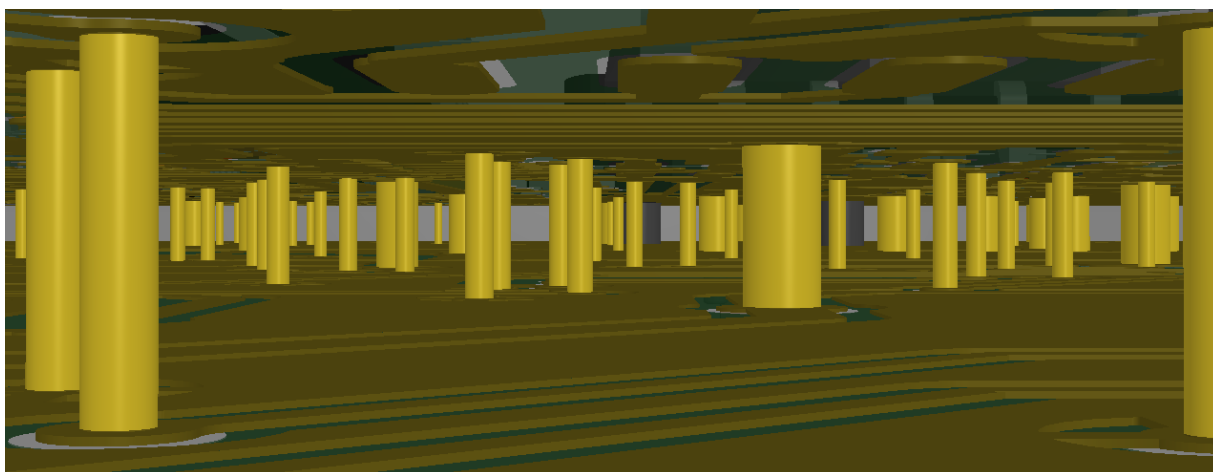
W przypadku nie umieszczania płyty w żadnej obudowie najlepiej jest przykleić w miejsca otworów od spodu gumowe nóżki.



Rysunek 5.4. Jeden z otworów montażowych oraz Fidutiali (model 3D). Źródło własne.

W szczególności powinno być to zrobione w pobliżu modułu pomiarowego, ze względu na to, że nie zmieścił się tam otwór montażowy.

Projekt został wykonany w technologii powierzchniowo-przewlekanej, aczkolwiek elementy typu THT (Through Hole Technology) zostały ograniczone do absolutnego minimum. Są to praktycznie tylko złącza połączeniowe. Wszystkie elementy SMD (Surface Mount Device) są umieszczone tylko po jednej stronie płytki, dzięki czemu w przypadku lutowania elementów w piecu nie trzeba ich przyklejać do płytki drukowanej.



Rysunek 5.5: Przelotki między warstwami płytki PCB (model 3D). Źródło własne.

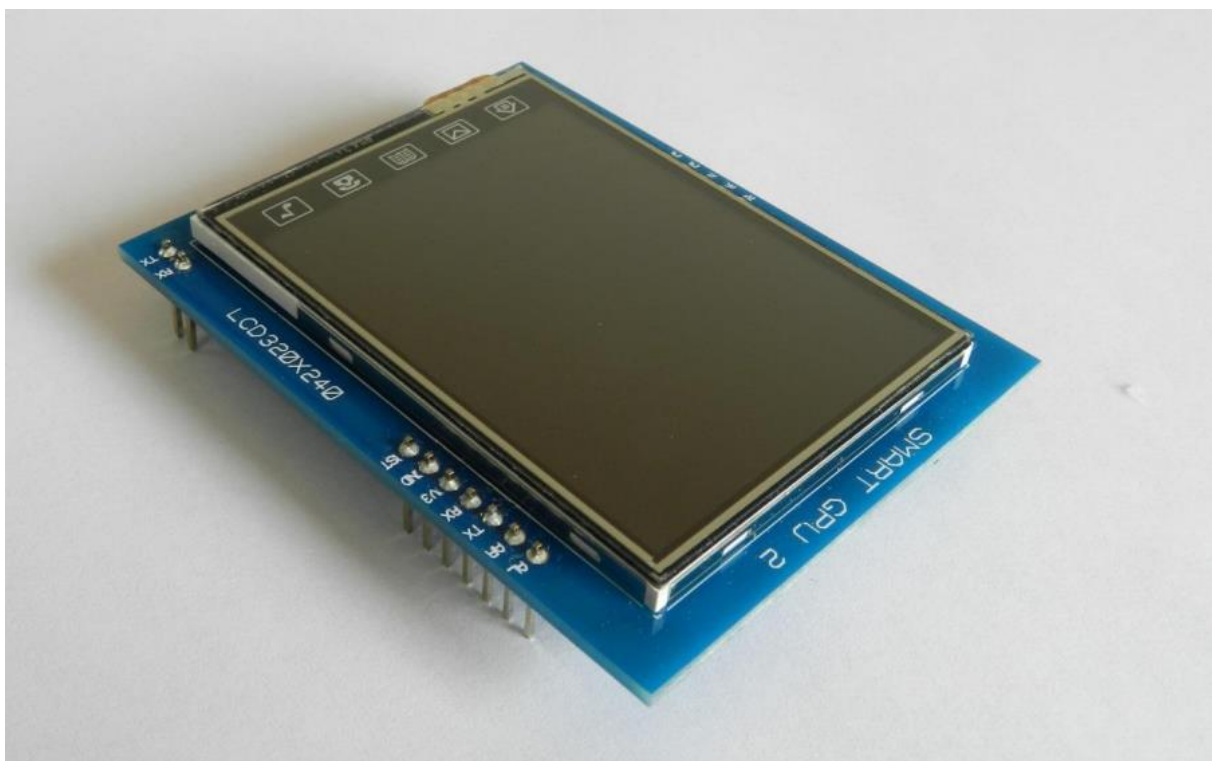
Płyta PCB jest dwuwarstwowa. Wszystkie przelotki łączą tylko warstwy górną i dolną.

5.3. Interfejs użytkownika

W tym podrozdziale przedstawiono wszystkie zagadnienia związane z obsługą i funkcjami urządzenia, z punktu widzenia użytkownika. Opis układu pomiarowego zawarty jest w dalszej części pracy.

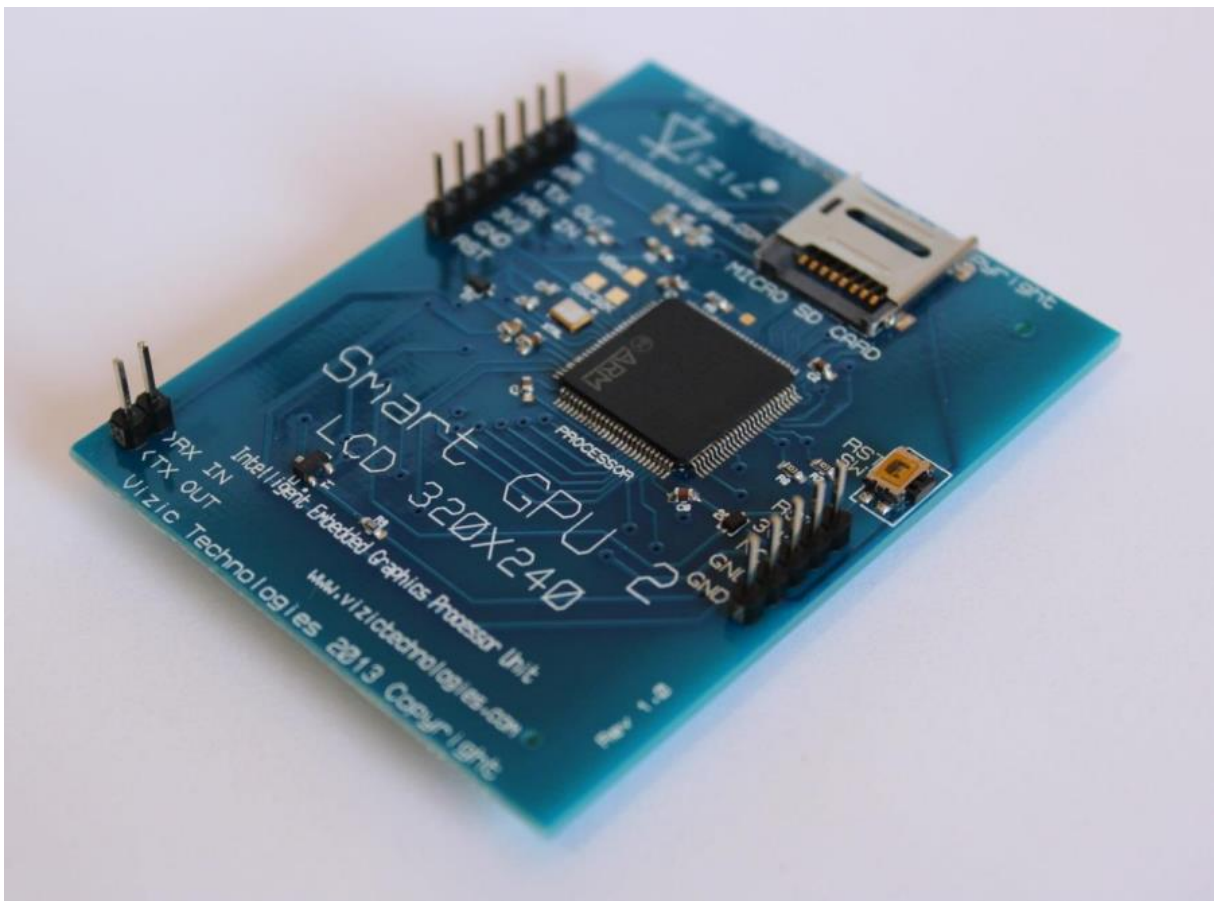
5.3.1. Zintegrowany system graficzny Smart GPU2

Do komunikacji pomiędzy użytkownikiem, a urządzeniem został zastosowany zintegrowany system graficzny Smart GPU2 firmy Vizic Technologies.



Rysunek 5.6. Układ graficzny Smart GPU2 – widok front [2]

Na pierwszy rzut oka, jest to zwyczajny wyświetlacz dotykowy. W rzeczywistości jest to pełnowartościowy układ graficzny, na pokładzie którego między innymi znajduje się wyświetlacz dotykowy (rezystancyjny) o przekątnej 2,4 cala i rozdzielczości 320 x 240 pikseli.



Rysunek 5.7. Układ graficzny Smart GPU2 – widok tył [2]

Urządzenie to dla sterującego nim mikrokontrolera jest niczym karta graficzna dla komputera (sposób komunikacji z układem jest opisany w dalszej części pracy). Na płytce, poza sterującym 32-bitowym procesorem STM32F103 o architekturze ARM (*Advanced Risc Microcontroller*, firmy ST) znajduje się złącze kart microSD, wyprowadzenie do zasilania zegara RTC (*Real Time Clock*) znajdującego się wewnątrz procesora oraz wyprowadzenie audio stereo z przetwornika cyfrowo-analogowego.

Złącza wychodzące z płytki rozstawione są w formacie Arduino- platformy prototypowej *open source/ hardware*, i są z nimi sygnałowo kompatybilne. Budowana płyta ewaluacyjna została przygotowana w taki sposób, aby dokładnie pasować do tego standardu pod względem fizycznego ustawienia złącz, jak i samych połączeń.

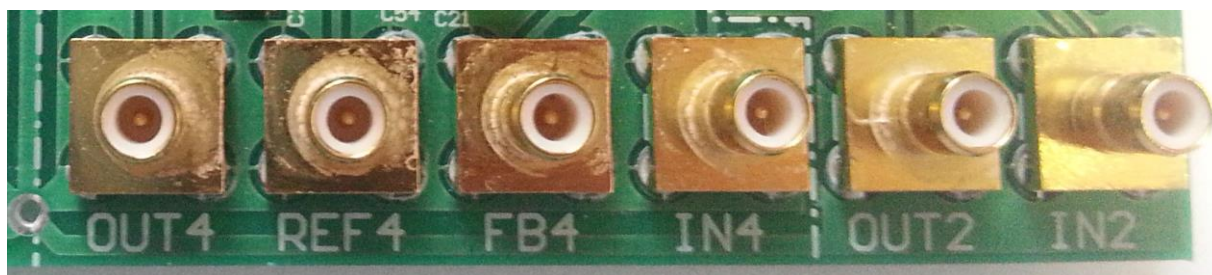
Producent daje także możliwość kupna tylko zaprogramowanych mikrokontrolerów, bez reszty peryferii. Dzięki temu nie będzie potrzeby budowania urządzeń docelowych w tym standardzie. Nie jest jednak jeszcze ustalone, czy rozwiązanie to będzie opłacalne w przypadku wszystkich urządzeń docelowych. Głównym zadaniem układu jest możliwość szybkiej ewaluacji budowanego urządzenia, nie wymuszając dużego nakładu pracy na implementację sterownika do danego wyświetlacza LCD wewnątrz mikrokontrolera sterującego.

5.3.2. Port USB

Całe urządzenie jest zasilane z portu USB. Jeżeli zamiast do zasilacza, urządzenie zostanie podłączone do komputera, mikrokontroler sterujący płytą ewaluacyjną może się komunikować z komputerem poprzez protokół USB. Na obecnym poziomie prac port USB nie jest obsługiwany w trybie aplikacji (tryby pracy urządzenia opisane dalej). Jeżeli zajdzie taka potrzeba, aplikacja komputerowa może zostać napisana w celu wymiany danych pomiarowych pomiędzy płytą, a komputerem.

5.3.3. Wyprowadzenia pomiarowe

Elektrody pomiarowe są dołączane do urządzenia przy pomocy złącz SMB (męskie). Do dyspozycji użytkownika jest sześć gniazd (rysunek 5.8).



Rysunek 5.8. Wyprowadzenia pomiarowe. Źródło własne.

Złącza są opisane w następujący sposób: <Funkcja elektrody><rodzaj wyprowadzenia>

Elektrody pełnią następujące funkcje:

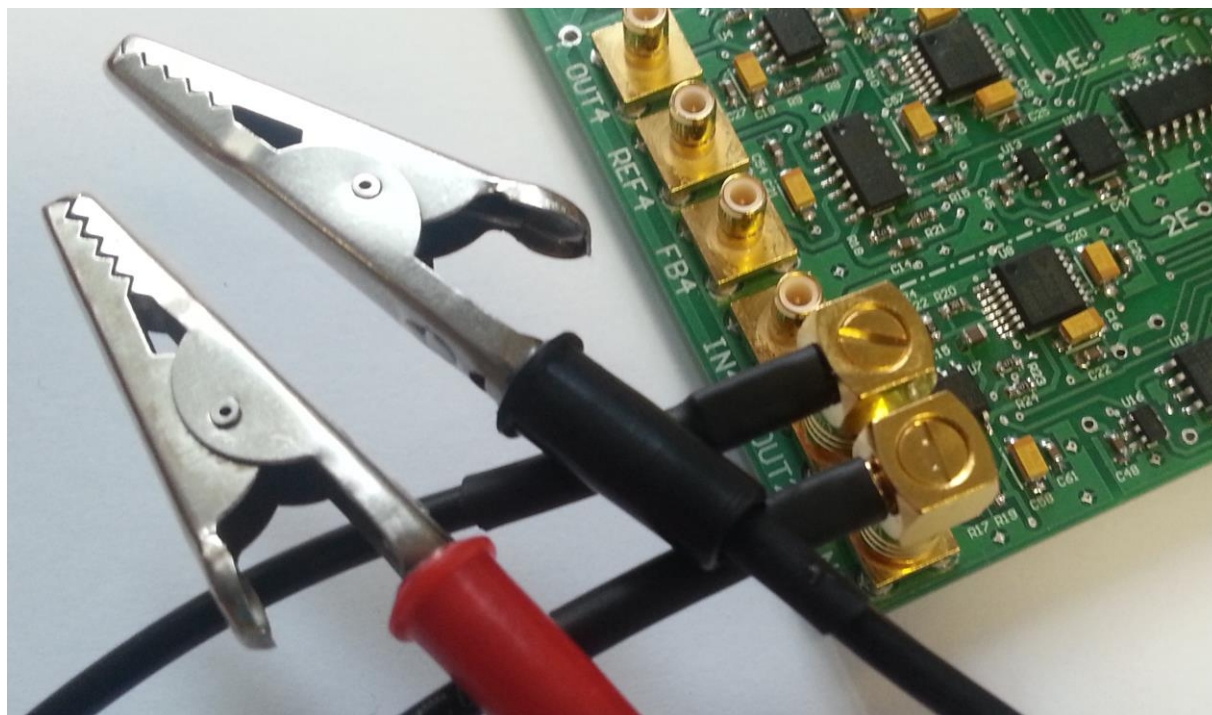
- OUT (Nadawcza),
- IN (Zwrotna),
- REF (Referencyjna),
- FB (*Feedback*, sprzęgająca).

Rodzaje wyprowadzeń:

- 2 (Wyprowadzenie układu dwuelektrodowego),
- 4 (Wyprowadzenie układu czteroelektrodowego).

Do złącz pasują standardowe wtyki żeńskie typu SMB zaciskane na przewodzie typu RG174.

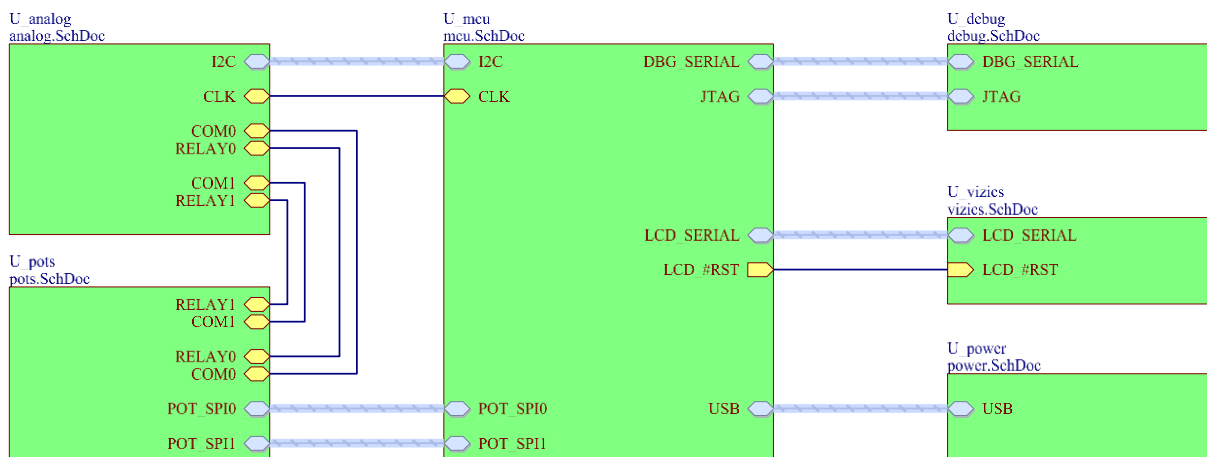
Więcej informacji o elektrodach oraz ich funkcjach zostało zawarte w rozdziale „Obwód pomiarowy”.



Rysunek 5.9. Elektrody pomiarowe. Źródło własne.

5.4. Rozwiązania sprzętowe

Poniższy rozdział poświęcony jest opisom poszczególnych bloków funkcjonalnych płyty ewaluacyjnej, w kontekście zastosowanych rozwiązań układowych. Wszelkie zagadnienia związane z działaniem urządzenia w kontekście programowym zawarte są w rozdziale „Rozwiązania programowe”. Na *rysunku 5.10* przedstawiono ogólny schemat blokowy połączeń na płycie.



Rysunek 5.10. Schemat blokowy połączeń poszczególnych modułów w układzie. Źródło własne.

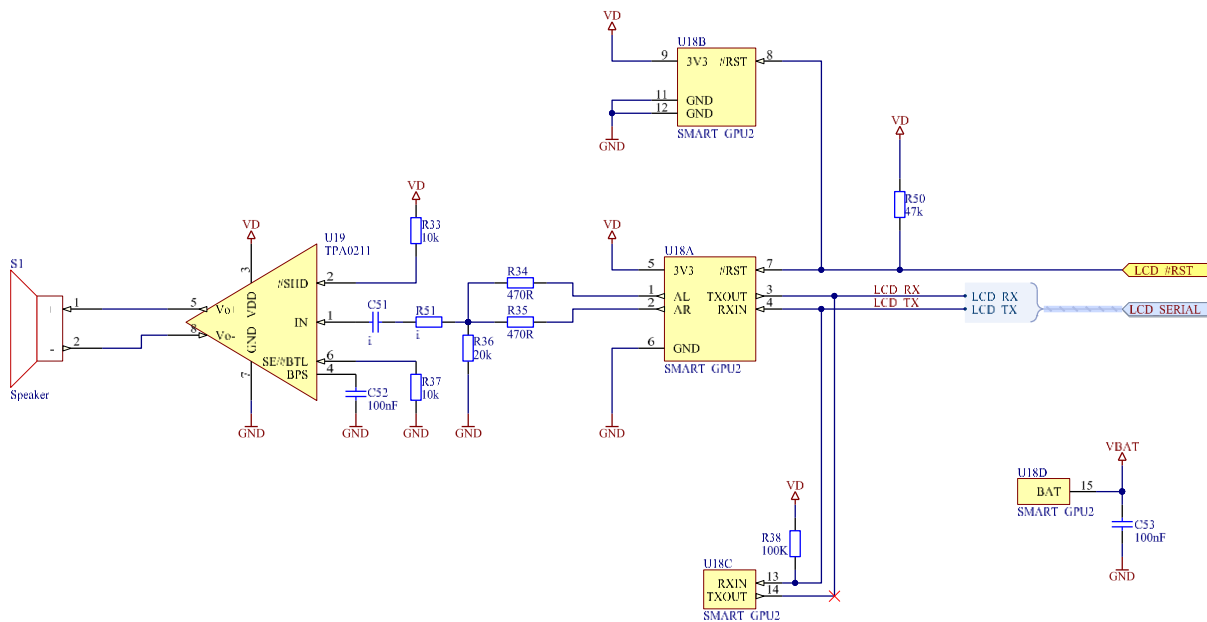
Czarnymi ścieżkami są oznaczone pojedyncze połączenia między blokami (fizycznie 1 ścieżka/sygnał). Niebieskie połączenia (wiązki), oznaczają magistrale. Poszczególne bloki zawierają:

- U_mcu – mikrokontroler sterujący,
- U_analog – układ pomiarowy,
- U_pots – obwód kalibracyjny układu pomiarowego,
- U_debug – narzędzia do debugowania urządzenia,
- U_vizics – układ graficzny Smart GPU2,
- U_power – obwód zasilania.

Dokładny opis poszczególnych elementów, znajdujących się w poszczególnych blokach, znajduje się w dalszej części tego rozdziału.

5.4.1. Smart GPU2 – adaptacja

Pokładowy mikrokontroler komunikuje się z układem graficznym (dalej zwanym po prostu wyświetlaczem) przy pomocy portu szeregowego. Schemat połączenia wyprowadzeń wyświetlacza znajduje się na *rysunku 5.11*.



Rysunek 5.11. Schemat podłączenia wyświetlacza z mikrokontrolerem. Źródło własne.

Linie komunikacyjne ze sterownika UART (*Universal asynchronous receiver/ transmitter*) mikrokontrolera są połączone do wyświetlacza w dwóch miejscach. Podwójne wyprowadzenie ze strony sterownika graficznego bierze się z faktu, że w standardzie Arduino w zależności od modelu konkretnej płytki, uart może być wyprowadzony w dwóch różnych miejscach. Pary R_x oraz T_x na płycie wyświetlacza są ze sobą zwarte, dlatego w przypadku modeli Arduino, wyprowadzenia uart są zwierane do dwóch innych linii na płycie. Aby zapewnić poprawną, niezakłóconą komunikację, te dwie dodatkowe linie powinny być skonfigurowane jako wejścia, co sprawi że wejdą w stan wysokiej impedancji i nie będą w żaden sposób wpływać na sygnały R_x oraz T_x . W tym projekcie, pary są jeszcze dodatkowo zwarte na płycie ewaluacyjnej, aby zapewnić pewniejsze połączenie. Linia T_x jest lekko (rezystor $100k\Omega$) podciągnięta w górę. Z punktu widzenia działania układu nie ma to praktycznie żadnego wpływu. Patrząc na to jednak

z punktu widzenia układu niezainicjalizowanego, przed krótki moment byłby tam stan nieustalony.

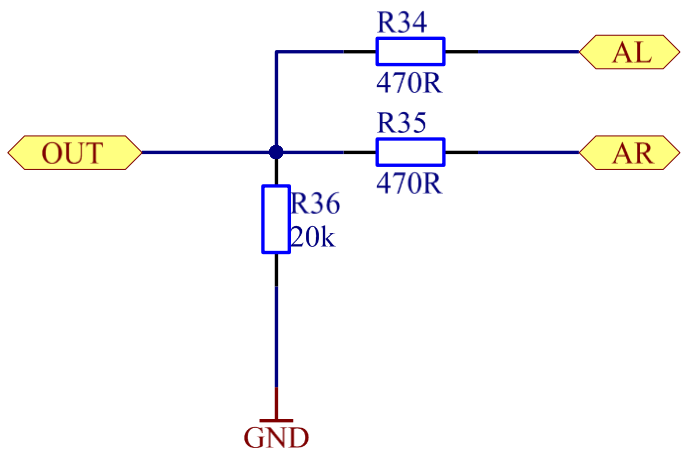
Programowy aspekt komunikacji między mikrokontrolerem, a sterownikiem graficznym, jest objaśniony w rozdziale rozwiązania programowe.

Zasilanie sterownika graficznego jest na poziomie 3,3 V i zgadza się z poziomami napięć cyfrowych panujących w układzie. Ponadto, na płycie wyświetlacza znajduje się pad, na który zostało wyprowadzone wejście zasilania bateryjnego, które może podtrzymywać wewnętrzny zegar RTC (dodatkowe informacje o napięciach znajdują się w rozdziale o zasilaniu w dalszej części pracy).

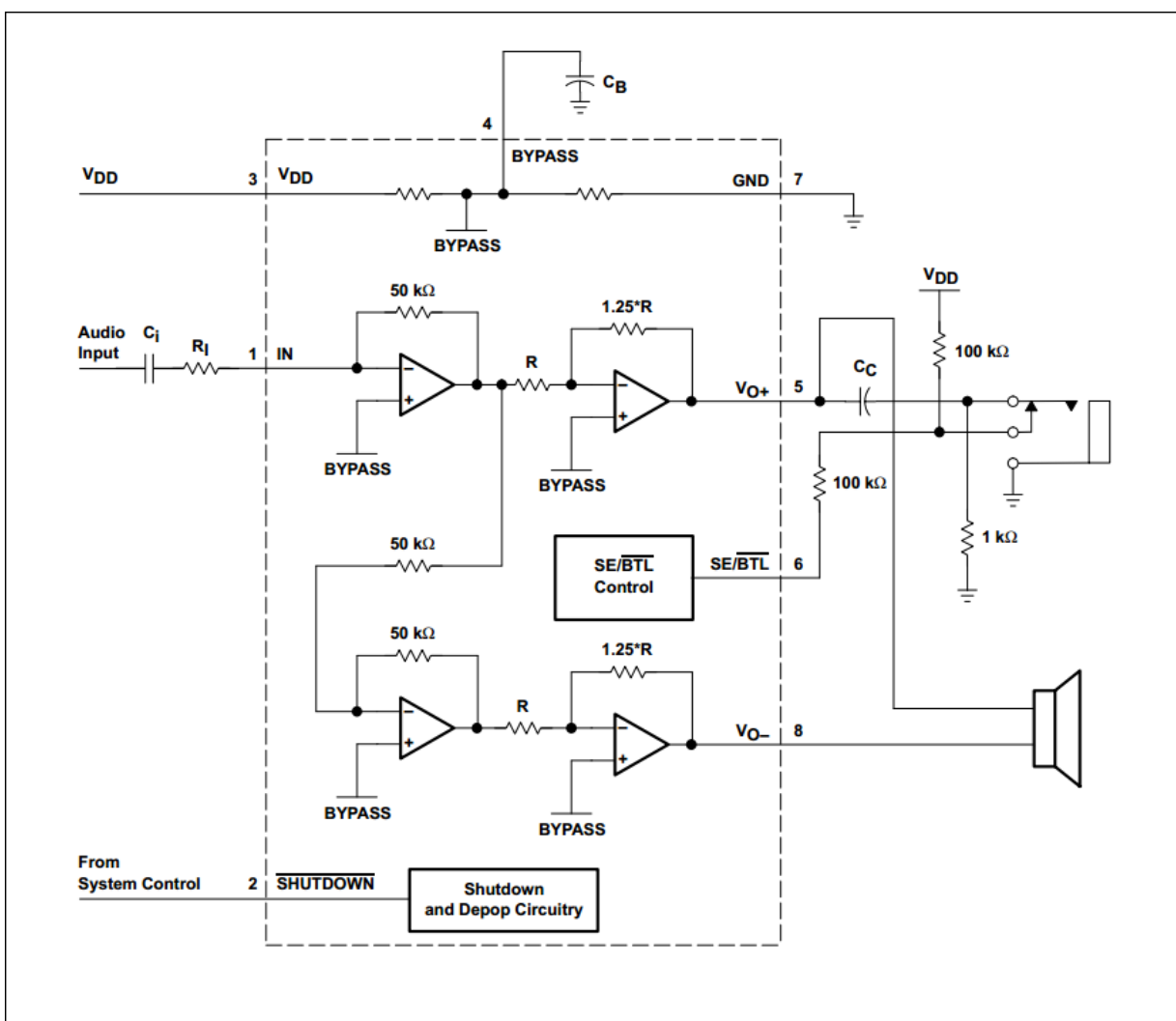
Port #LCD_RESET jest sterowany z mikrokontrolera głównego, dzięki czemu w razie potrzeby sterownik graficzny, w każdej chwili może być zresetowany i zainicjalizowany od początku (nie można wykluczyć zawiesznień itd. – jest to tylko układ mikroprocesorowy).

Kolejnym modulem sterownika graficznego dostępnym do dyspozycji użytkownika jest przetwornik cyfrowo-analogowy. Układ ten posiada możliwość odtwarzania plików dźwiękowych, znajdujących się na karcie pamięci SD. Tym wyjściem podawany jest sygnał audio, który można bez problemu odebrać przy pomocy głośników. Niestety, na pokładzie sterownika nie ma żadnego zewnętrznego wzmacniacza operacyjnego, który wzmacniałby sygnał analogowy (sterować głośnością można programowo, przestawiając wewnętrzny DAC w ARM'ie).

Dlatego też w celu uzyskania większej głośności, na płycie ewaluacyjnej dołączono zintegrowany wzmacniacz mono, który może dać dodatkowe wzmocnienie sygnału. Pomimo, że wyjście z układu jest stereo, zostało zredukowane do jednego kanału poprzez prosty dzielnik napięcia. Dwa głośniki zabierałyby więcej miejsca na płycie, a poza tym nie są w tej aplikacji konieczne. Zastosowany dzielnik napięcia tylko nieznacznie zmniejsza amplitudę sygnałów wejściowych, które i tak są potem wzmacniane przez zastosowany wzmacniacz TPA0211 (Texas Instruments).



Rysunek 5.12. Zastosowany konwerter sygnału audio na mono. Źródło własne.



Rysunek 5.13. Schemat wewnętrzny wzmacniacza audio TPA0211 [3]

Wewnątrz TPA0211 znajdują się 4 wzmacniacze operacyjne, skonfigurowane jako odwracające. Układ może pracować w trybie pojedynczym lub mostkowym, co znacznie zwiększa wzmocnienie sygnału. W użytej konfiguracji wejście SE/\overline{BTL} wzmacniacza jest poprzez rezystor zwarte do masy. Oznacza to, że wzmacniacz działa w trybie mostkowym. Wzmocnienie w tej konfiguracji wynosi:

$$Gain = -\frac{125k\Omega}{R_i} \quad (5.1)$$

Rezystancję opornika R_i , należy dobrać doświadczalnie, gdyż tak naprawdę bardzo ciężko jest stwierdzić, w jaki sposób zastosowany głośnik będzie „grał”. Na płycie miernika znajduje się dwu-pniowe wyprowadzenie o rastrze 2,55 mm, na które wyprowadzone jest wyjście ze wzmacniacza. W tym miejscu można podłączyć mały głośniczek.

Na pokładzie płytki sterownika graficznego znajduje się wejście na kartę pamięci microSD. Ta funkcjonalność jest dokładniej opisana w rozdziale „Rozwiązania programowe”, gdyż ze strony sprzętowej nie ma tu nic do omówienia.

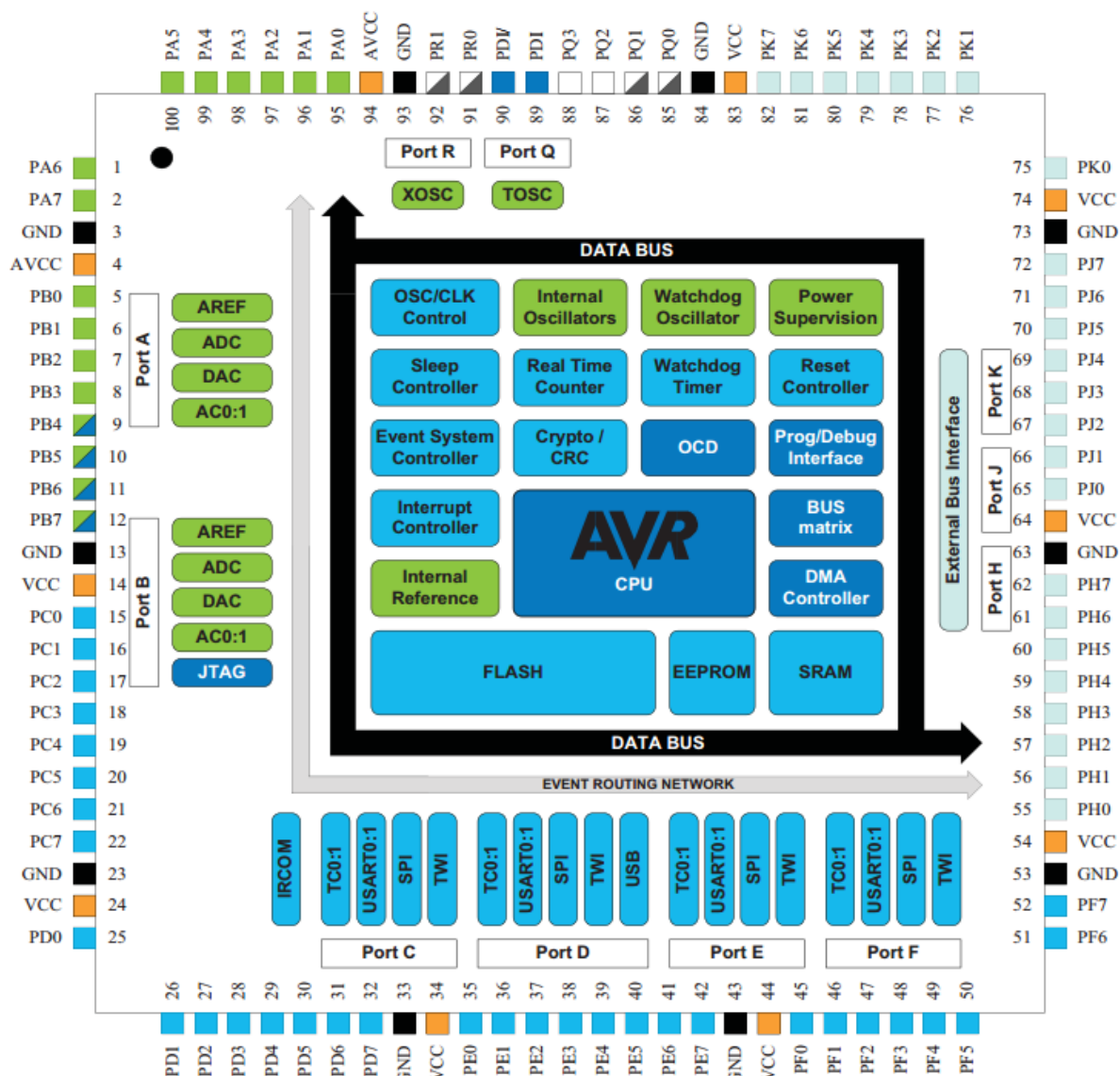
5.4.2. Sterowanie

W tej sekcji zostanie omówiony sposób sterowania układem. Odwołując się do założeń i wymagań sprzętowych, wyjaśnione zostanie dlaczego wybór systemu mikroprocesorowego był taki, a nie inny.

5.4.2.1. Jednostka centralna- Mikrokontroler

Do kontroli układu został wybrany 8 bitowy mikrokontroler ATXmega128A1U firmy Atmel. Rodzina Xmega wywodzi się od architektury AVR - jest to udoskonalona wersja standardowych mikrokontrolerów z tej rodziny. Nowoczesna konstrukcja i niska cena układu sprawiają, że idealnie nadaje się do tego typu zadania. Obecnie na rynku znajduje się bardzo wiele rodzajów mikrokontrolerów (różne architektury np. ARM, PIC, czy też wypierany, a raczej już dawno wyparty, 8051), różnych rodzaju firm (Atmel, Texas Instruments, Microchip Analog Devices,

ST oraz wiele innych, znanych tylko w Azji firm). Z praktycznego punktu widzenia nie ma sytuacji, czy też aplikacji, do której nadawałby się tylko jeden rodzaj mikrokontrolera - wybór zawsze będzie w części preferencją konstruktora. W przypadku tego projektu nie było inaczej, decydującą rolę jednak grają tutaj parametry mikrokontrolera.



Rysunek 5.14. Blokowy schemat funkcjonalny ATXmega128A1U [4]

Jedną z pierwszych rzeczy, rzucających się w oczy po spojrzeniu na *rysunek 5.14*, jest obecność zwielokrotnionych interfejsów I/O. W starszych rodzinach AVR, programista często spotykał się z ograniczeniem wynikającym z obecności tylko jednego interfejsu sprzętowego danego

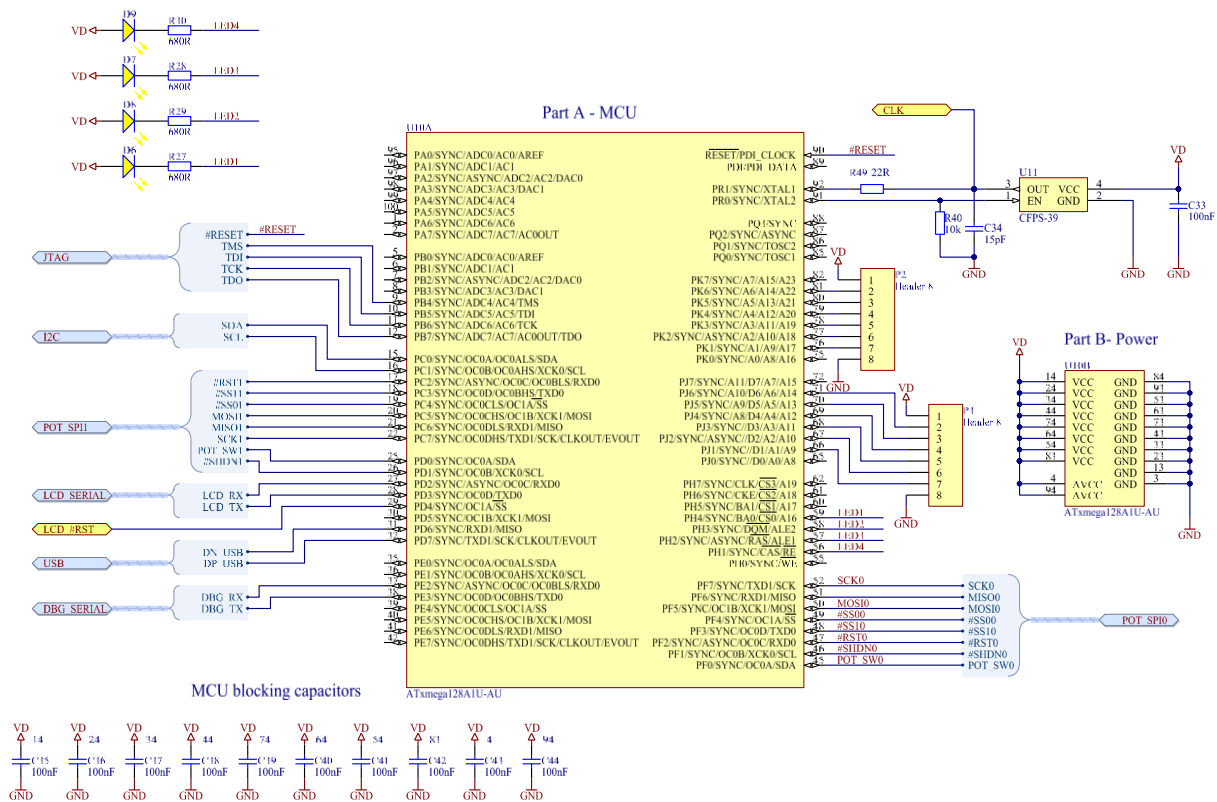
rodzaju np. I²C (*Inter Integrated Circuit*), SPI (*Serial Periphial Interface*) czy UART. W przypadku Xmega, mamy do dyspozycji nawet 8 takich interfejsów. Ważną rzeczą jest to, że każdy z tych interfejsów posiada identyczny zestaw rejestrów kontrolnych, dzięki czemu jeden sterownik jest w stanie obsługiwać wszystkie interfejsy, zmieniając tylko adresy rejestrów bazowych. Daje to projektantowi obwodu dodatkową swobodę w wybieraniu położenia oraz orientacji mikrokontrolera na płytce PCB. Dzięki temu że interfejsy są rozrzucone po wszystkich portach I/O, praktycznie zawsze co najmniej jeden z nich znajduje się po każdej z 4 stron/boków mikrokontrolera.

Jeżeli chodzi o pamięci Flash, Sram i Eeprom, gdzie pojemności wynoszą odpowiednio 128 KB, 8 KB i 2 KB, to mogą się na pierwszy rzut oka wydawać niewystarczające. Należy jednak pamiętać, że do dyspozycji jest układ graficzny Smart GPU2, który zajmuje się całą częścią przetwarzania obrazu. Ponadto, ma on na pokładzie pamięć Eeprom (16 KB) do dyspozycji użytkownika poprzez port szeregowy. Dokładny opis działania programu, znajduje się w sekcji programowej pracy.

Dodatkowo mikrokontroler posiada dużą ilość wyprowadzeń (100), dzięki czemu duża część może zostać użyta jako dodatkowe złącza rozszerzeń.

Układ nadaje się do pracy pod względem aplikacji mobilnej, w której kwestia poziomu napięcia zasilania i poboru prądu są kluczowe.

Końcówka „1U” w nazwie mikrokontrolera oznacza, że jest on wyposażony w port USB, dzięki czemu do komunikacji z komputerem nie są potrzebne żadnego rodzaju dodatkowe układy, typu przejściówki RS232 → USB firmy FTDI.

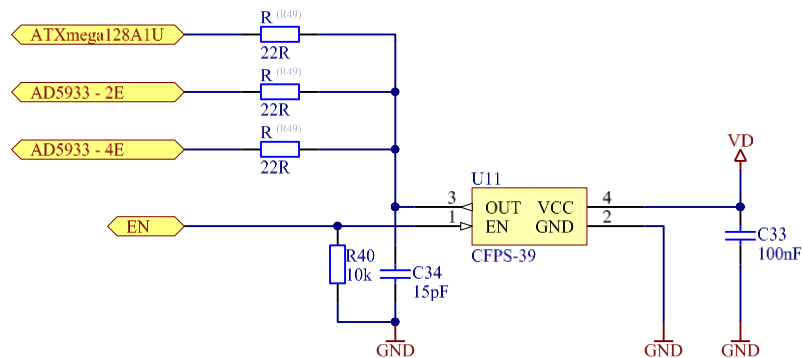


Rysunek 5.15. Schemat połączeń z mikrokontrolerem sterującym ATXmega128A1U. Źródło własne.

Jak widać na rysunku 5.15 mikrokontroler obsługuje głównie magistrale szeregowy, zajmując się tylko małą ilością pojedynczych portów.

5.4.2.2. Dystrybucja sygnału taktującego

Na pokładzie płyty ewaluacyjnej aż trzy różne układy potrzebują zewnętrznego sygnału taktującego (każde z nich posiada wewnętrzne źródło zegara taktującego, jednak mało dokładne). Aby wszystkie urządzenia były poprawnie napędzane z zewnętrznego źródła, lecz także aby nie umieszczać na płycie trzech różnych źródeł zegarowych, zastosowano tylko jeden generator. Jeden generator kwarcowy, poprzez rezystory o niskich wartościach taktuje w jednym czasie wszystkie trzy urządzenia. Rozwiązanie przedstawiono w sposób graficzny na Rysunku 5.16.



Rysunek 5.16. Sposób dystrybucji zegara na płycie ewaluacyjnej. Źródło własne.

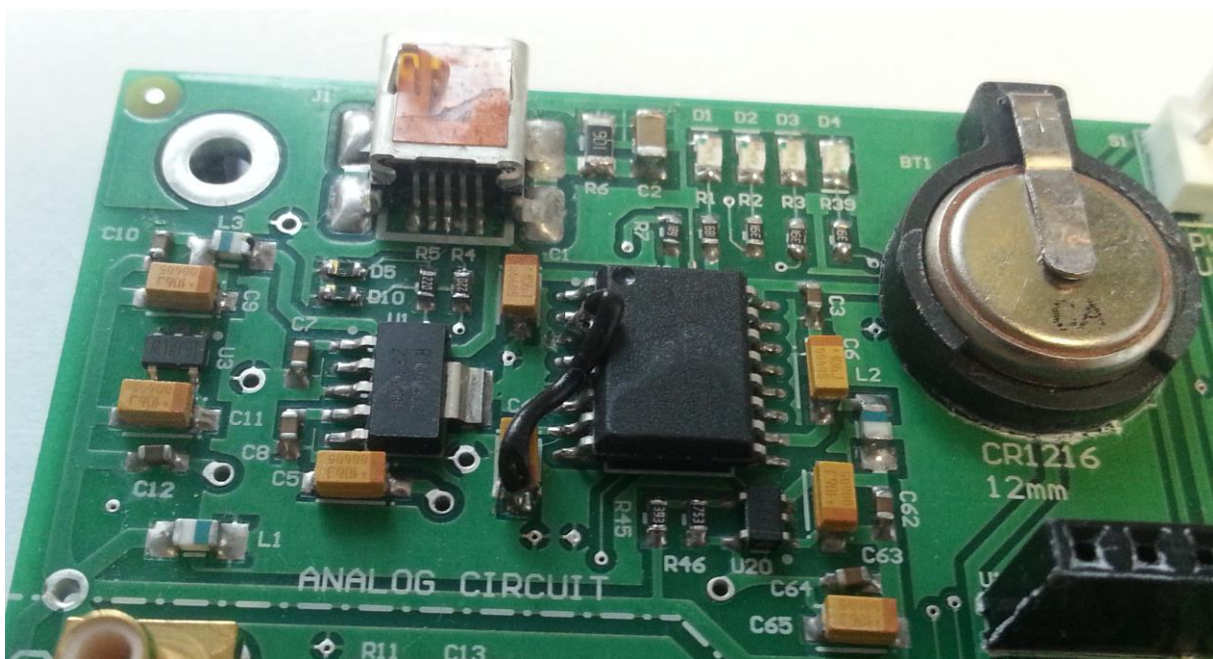
Zastosowanie generatora jest lepszym rozwiązaniem ze względu na to, że jest kompatybilny z właściwie każdym urządzeniem. Gdyby zastosować zamiast generatora oscylator kwarcowy, to rozprowadzanie sygnału zegarowego do układów AD5933 musiałoby następować pośrednio przez mikrokontroler sterujący, gdyż tylko on posiada wejście XTAL1 i XTAL2, które odpowiada oscylatorom kwarcowym. Przekazywanie sygnału na jeden z portów I/O byłoby jednym z niepotrzebnych, dodatkowych zadań dla mikrokontrolera (pomimo że obsługa byłaby sprzętowa).

Rezystory $22\ \Omega$, włączone w szereg każdej gałęzi sygnałowej, mają za zadanie zapobiegać niechcianym odbiciom sygnału na linii, co mogłoby spowodować niewłaściwie taktowanie, a co za tym idzie, błędne działanie całego układu.

Port EN, pokazany na powyższym schemacie, jest podłączony do mikrokontrolera sterującego. Za jego pomocą można włączyć oraz wyłączyć generator. Funkcja ta jest kluczowa, gdyż ważne jest, aby oscylator został włączony w odpowiednim momencie procedury inicjalizacyjnej.

5.4.3. Zasilanie

Moduł zasilania został odpowiednio zaprojektowany tak, aby poprawnie i bez zakłóceń dostarczyć wystarczającą ilość energii do poszczególnych układów, znajdujących się na płycie. Informacja dla użytkownika o poprawności poszczególnych napięć zasilających jest dostarczana poprzez diody LED D1 (VUSB), D2 (VD), D3 (VA) i D4 (VNEG).



Rysunek 5.17. Sekcja zasilania płyty ewaluacyjnej. Źródło własne.

5.4.3.1. Zasilanie zewnętrzne

Do układu napięcie z zewnątrz dostarczane jest poprzez złącze typu USB typu B mini. Aby płyta działała poprawnie, napięcie wejściowe powinno być zawarta między 5 V a 5,5 V, tak jak jest to w standardzie USB. Podanie wyższego napięcia może spowodować uszkodzenie takich układów, jak stabilizatory napięcia.

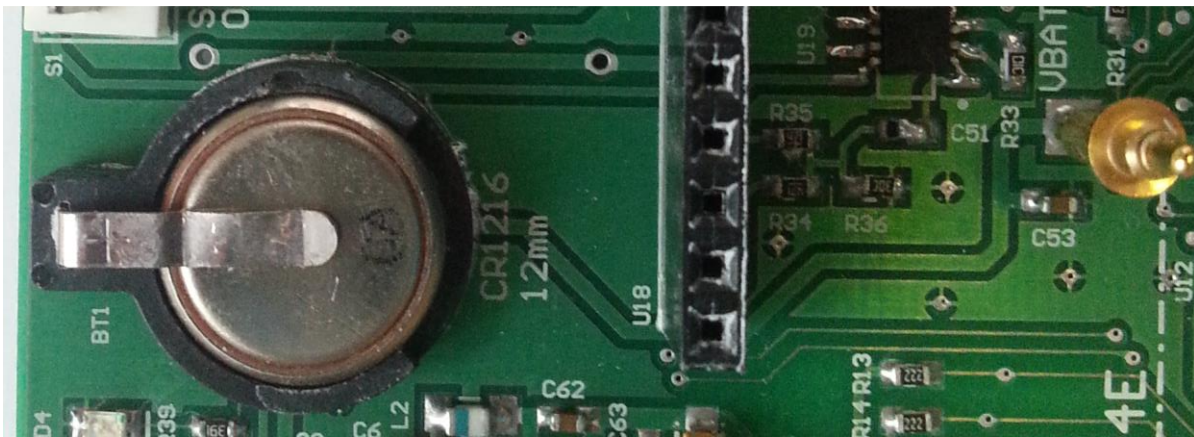
Żadne z urządzeń w układzie nie korzysta z napięcia na poziomie 5 V. Poniżej przedstawiono sposób pełny schemat modułu zasilania, na którym widać w jaki sposób dokonywana jest redukcja.

przed wszelkiego rodzaju przebiciami. Błędny jest łączenie ekranu do masy układów, gdyż wtedy urządzenia są narażone na dodatkowe pętle masy.

Linie sygnałowe D+ i D- poza włączonymi w szereg rezystorami, które zapewniają zmniejszenie prądu na liniach sygnałowych oraz ochronę przed odbiciami, posiadają dwukierunkowe diody zabezpieczające typu SURGE (ochrona przed pikami napięcia) włączone między daną linią, a masą.

5.4.3.2. Zasilanie bateryjne zegara RTC

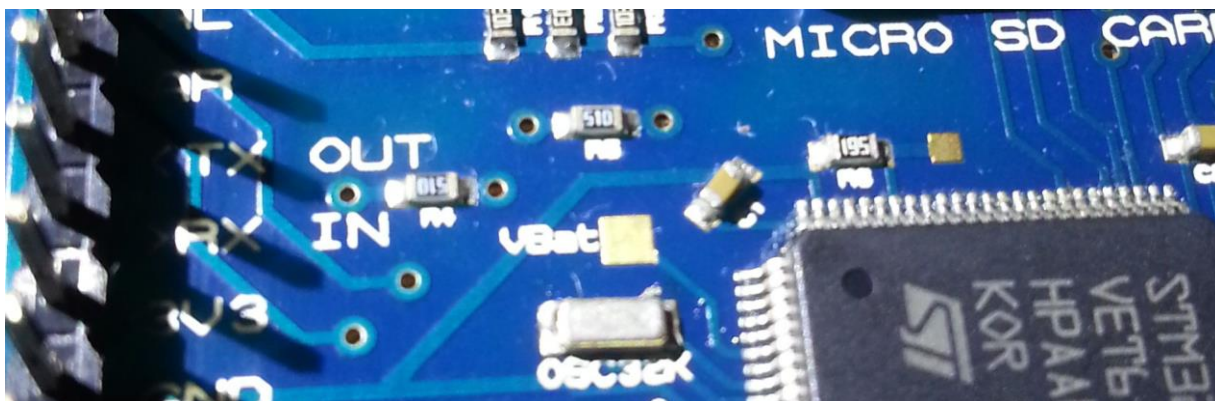
Płyta ewaluacyjna zaopatrzona jest w gniazdo na baterie litowo-jonowe o średnicy 12mm (CR1216).



Rysunek 5.19. Zasilanie bateryjne. Źródło własne.

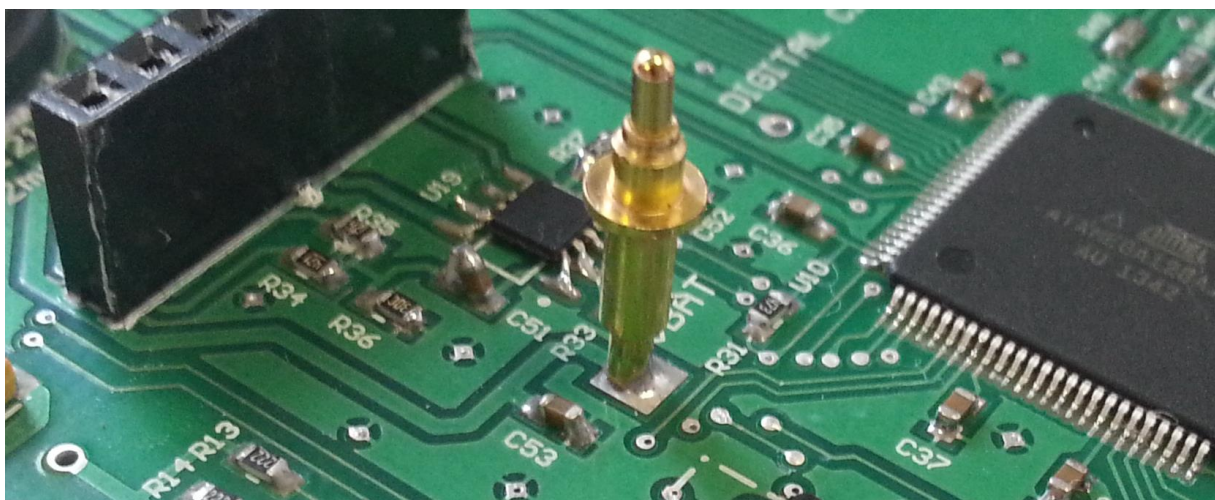
Napięcie z baterii (3 V) używane jest w celu zasilania modułu RTC znajdującego się w mikrokontrolerze sterującym układem graficznym (STM32F103). Dzięki temu oprogramowanie ma dostęp do aktualnego czasu, co jest bardzo przydatne w przypadku logowania zdarzeń i błędów. Niestety, producent nie zapewnił wyprowadzenia na podłączenie zasilania bateryjnego bezpośrednio na złącza, zapewne dlatego, że nie przewiduje tego standard Arduino. Zamiast tego, koło mikrokontrolera znajduje się pad o rozmiarach ok 2 mm x 2 mm, do którego można przylutować przewód, na który podane będzie napięcie bateryjne. Takie rozwiązanie nie jest zbyt efektywne, gdyż przy niewystarczająco długim przewodzie, wyświetlacza nie będzie można ściągnąć z płyty ewaluacyjnej, bądź też będzie to utrudnione.

Zbyt długi przewód z kolei może przeszkadzać w pracy z urządzeniem. Ponadto, przez niego płytka może sprawiać wrażenie „nieestetycznej”.



Rysunek 5.20. Wyrowadzenie V_{bat} na płytce wyświetlacza. Źródło własne.

Rozwiązaniem tego problemu jest zastosowanie sprężynowego pinu. Dzięki dwuelementowej, sprężynowej konstrukcji, będzie on zawsze zwierzał napięcie zasilania bateryjnego z płyty, do pada V_{bat} znajdującego się na SMART GPU2.

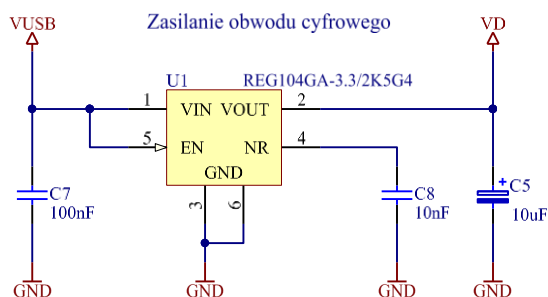


Rysunek 5.21. Pin sprężynowy, przez który dostarczane jest napięcie bateryjne do płytki wyświetlacza. Źródło własne.

Dodatkowo, płytka wyświetlacza może być bez problemu odczepiona od konstrukcji bazowej, bez obaw o żadne przewody.

5.4.3.3. Zasilanie obwodów cyfrowych

Obwody cyfrowe znacznie różnią się od analogowych. W przypadku tych pierwszych, dla układu cyfrowego wartość podanego napięcia może przyjmować tylko dwa stany, wysoki bądź niski. W zależności od zastosowanego układu (np. TTL bądź CMOS), stany te mają większe bądź mniejsze marginesy.



Rysunek 5.22. Zasilanie obwodu cyfrowego. Źródło własne.

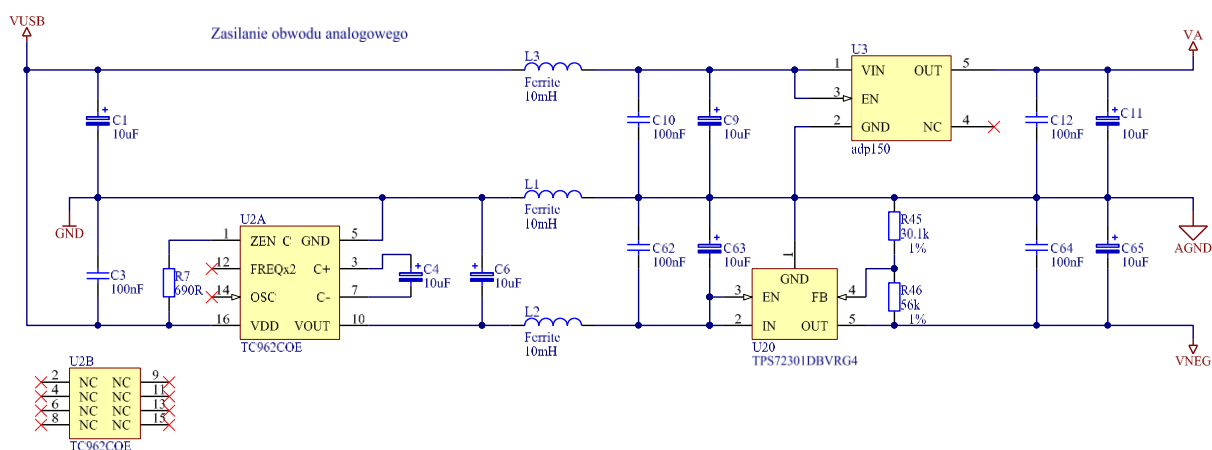
Do zasilania układów cyfrowych służy liniowy stabilizator napięcia REG104 w wersji 3.3 woltowej. Zasilany jest z napięcia USB. Układ może być obciążony maksymalnie prądem do 1 A. W celu optymalizacji źródła napięcia zasilania cyfrowego, dodano kondensatory które pełnią następujące funkcje:

- kondensator o niskiej pojemności (100 nF) zapewnia ochronę linii zasilania przed skokami napięć o wysokich częstotliwościach. Dla prądu stałego, kondensator jest przerwą w obwodzie, prądy o wysokich częstotliwościach natomiast zwiera do masy, dzięki czemu napięcie VD jest wolne od zakłóceń;
- kondensator o wyższej pojemności (zazwyczaj od 4,7 μ F do 100 μ F) pełni w układzie inną rolę. W momencie, kiedy do pojedynczego źródła zasilania podłączona jest duża ilość urządzeń, może się zdarzyć, że w pewnym momencie jedno z nich obciąży źródło tak dużym prądem i na tyle szybko, że stabilizator nie będzie tego w stanie szybko nadrobić. W takim wypadku kondensatory o wysokiej pojemności pomagają utrzymać stały poziom napięcia zasilania (funkcja ładowania). Większość układów na płycie jest odsprzęgana w taki właśnie sposób (tyczy się to układów cyfrowych, jak i analogowych).

Napięcie cyfrowe VD jest głównie obciążane przed mikrokontroler sterujący oraz moduł wyświetlacza. Także wzmacniacz audio jest zasilany z napięcia cyfrowego (jego funkcja w układzie nie jest wystarczająco ważna, aby zasilać go z obwodu analogowego).

5.4.3.4. Zasilanie obwodów analogowych

Zapewnienie poprawnego zasilania układom analogowym jest o wiele trudniejszym zadaniem, niż w przypadku układów cyfrowych. Układy analogowe, w szczególności pomiarowe, do poprawnej pracy potrzebują bardzo dokładnego i pozbawionego zakłóceń źródła zasilania. W przypadku, kiedy każdy miliwolt ma wpływ na wyniki pomiarów, nawet najmniejsze wahania napięcia zasilania mogą wprowadzić znaczne błędy pomiarowe. Poniżej przedstawiono obwód zasilania analogowego.



Rysunek 5.23. Obwód zasilania układów analogowych. Źródło własne.

Napięcie z USB trafia do dwóch układów: ADP150 (Liniowy stabilizator napięcia typu *low noise*) oraz TC962 (Przetwornica DC-DC, następca legendarnego układu 7662). Pierwszy z nich na wyjściu daje bardzo stabilne napięcie 3,3 V i może być obciążony prądem o maksymalnej wartości 150 mA. Drugi z układów, będąc tzw. „pompą kondensatorową”, odwraca napięcie podane na wejściu. W tym wypadku na pinie V_{OUT} znajduje się -5 V (maksymalna obciążalność aż do 80 mA, podczas gdy w przypadku klasycznego 7662 jest to 20 mA). To ujemne napięcie następnie trafia na układ TPS72301 (Liniowy, regulowany, ujemny stabilizator napięcia typu

low-noise), który redukuje je do poziomu – 3,3 V (ustawienie napięcia wyjściowego za pomocą dzielnika napięcia). Symetryczne napięcie względem masy używane jest w układzie do zasilania pomiarowych wzmacniaczy operacyjnych, które są dokładniej opisane w rozdziale „Obwód pomiarowy”.

Układ, na pierwszy rzut oka, może sprawiać wrażenie nadmiarowego, jest to jednak bardzo efektywne rozwiązanie, zważywszy na to, że jedynym źródłem napięcia wejściowego układu jest USB (5 V).

Jak widać na schemacie, poza standardowym zastosowaniem kondensatorów odsprężających, w szeregu z masą układu oraz wejściami zasilania do stabilizatora ADP150 i przetwornicy TC962, zastosowane są dławiki ferrytowe (*Ferrite Bead*) o standardowej indukcyjności 10 μ H. Pełnią one bardzo ważną funkcję w układzie - odwrotnie niż w przypadku kondensatorów, cewki są zwarciami dla prądu stałego, a blokują sygnały o wysokich częstotliwościach.

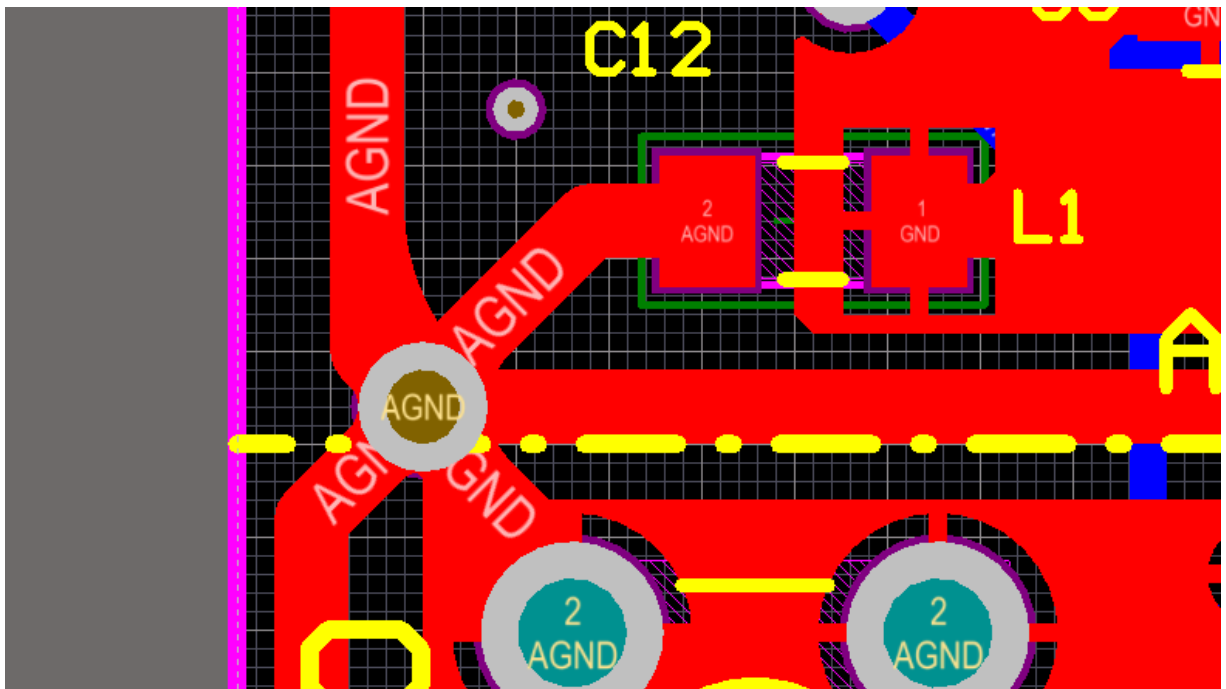
Urządzenia cyfrowe często generują sygnały o wysokich częstotliwościach. Takie sygnały mogą wprowadzać zakłócenia nawet do wszystkich urządzeń na płycie PCB, jeżeli nie są odpowiednio tłumione. Funkcje tłumików pełnią w tej aplikacji pokazane na schemacie dławiki L1, L2 i L3. Dławik L1 jest separacją masy cyfrowej (GND) od masy analogowej (AGND).

Połączone zastosowanie stabilizatorów typu *low-noise*, kondensatorów odsprężających oraz dławików, zapewnia kompleksową izolację obwodów analogowych od pełnego zakłóceń zasilania, które zazwyczaj towarzyszy napięciu podawanemu poprzez kabel USB (w szczególności, jeżeli źródłem jest komputer).

5.4.3.5. Dystrybucja masy

W urządzeniach, w których występują układy zarówno cyfrowe jak i analogowe istotnym jest, aby istniała między nimi fizyczna separacja. Jak wspomniano w poprzednim rozdziale, pomiędzy masą analogową, a cyfrową jest dławik, który poza rolą tłumika zakłóceń, pełni także rolę fizycznego separatora masy - należy przez to rozumieć, że masy cyfrowa oraz analogowa, są połączone ze sobą tylko w jednym punkcie na płycie, dzięki czemu zakłócenia zawsze będą musiały iść po drodze dławika (nie jest to separacja galwaniczna).

Po stronie masy analogowej układy także nie są połączone ze sobą w sposób oczywisty (wylana masa). Sygnały AGND poszczególnych modułów zbiegają się w jednym punkcie, tworząc połączenie zwane „gwiazdą”. Dla porównania, do rozprowadzania napięcia zasilania w układach cyfrowych stosuje się metodę „drzewa”.



Rysunek 5.24. Masy modułów po stronie analogowej połączone w "gwiazdę" (model 2D). Źródło własne.

Dzięki takiemu rozwiązaniu, różne szумы wpływające na jeden z modułów, nie wpływają na drugi, umożliwia to na przykład działanie obu części modułu pomiarowego w jednym czasie (układ dwu i cztero-elektrodowy).

Jak wspomniano wcześniej, elektrody pomiarowe wyprowadzone są przez złącza typu SMB, poprzez ekranowane przewody. Dzięki temu wszystkie zakłócenia są łapane przez ekran i zwierane do masy. To rozwiązanie ma zapewnić zwiększoną odporność układu pomiarowego na działanie pobliskich pól elektromagnetycznych itd.

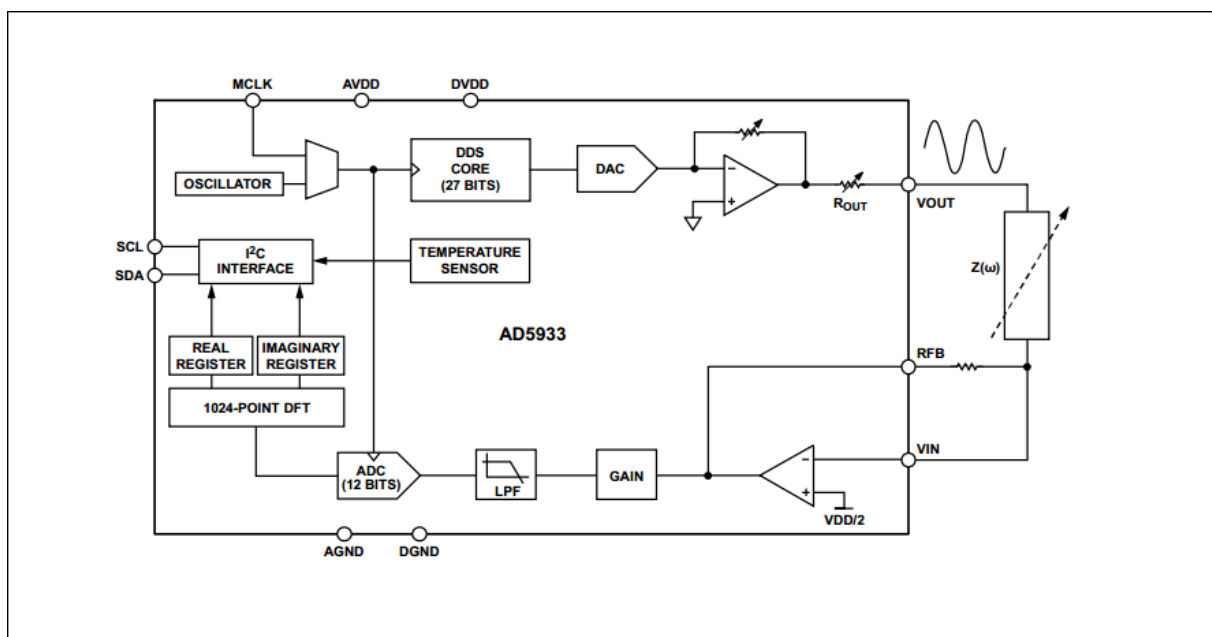
5.4.4. Obwód pomiarowy

Poniżej w szczegółowy sposób zostanie omówiony blok pomiarowy urządzenia. Wyjaśnione zostaną rozwiązania układowe wraz z krótkim opisem zastosowanych urządzeń.

5.4.4.1. AD5933 – opis

AD5933 jest urządzeniem typu *SoC (System on a Chip)* o bardzo dużej precyzji, służącym do pomiaru impedancji. W skład urządzenia wchodzi generator częstotliwości bazujący na 12 bitowym konwerterze analogowo-cyfrowym, działającym z prędkością 1 MSPS (*Mega Samples Per Second*) w torze którego znajdują się także DDS (*Direct Digital Synthesis*) i DAC (*Digital to Analog Converter*). Generator podaje na element o badanej impedancji sygnał o znanej, zadanej częstotliwości. Sygnał zwrotny jest próbkowany przy pomocy przetwornika A/C, po czym następuje dyskretna transformata Fouriera, wykonywana przez system DSP. Transformata zwraca rzeczywiste (rezystancję) oraz urojone (reaktancję) wartości badanej impedancji.

AD5933 jest analizatorem impedancji, działającym na zasadzie mostka samo-równoważonego. Maksymalna częstotliwość sygnału testowego podawanego na element o badanej impedancji, wynosi od 1 do 100 kHz (rozdzielczość 0.1 Hz), co w przypadku pomiarów na tkankach żywych w zupełności wystarczy (optymalna częstotliwość to 50 kHz). W podstawowej konfiguracji, impedancja elementu badanego może być zmierzona, jeżeli zawiera się w przedziale od 1 k Ω do 1 M Ω . Po zastosowaniu odpowiednich rozszerzeń obwodu pomiarowego AD5933, możliwe stają się pomiary elementów o niższych impedancjach (od 100 Ω). Dokładny opis tego rozszerzenia znajduje się w dalszej części tego rozdziału.



Rysunek 5.25. Blokowy schemat wewnętrzny AD5933 [5].

AD5933 pozwala także na pomiar temperatury otoczenia (czujnik znajduje się wewnątrz obudowy układu).

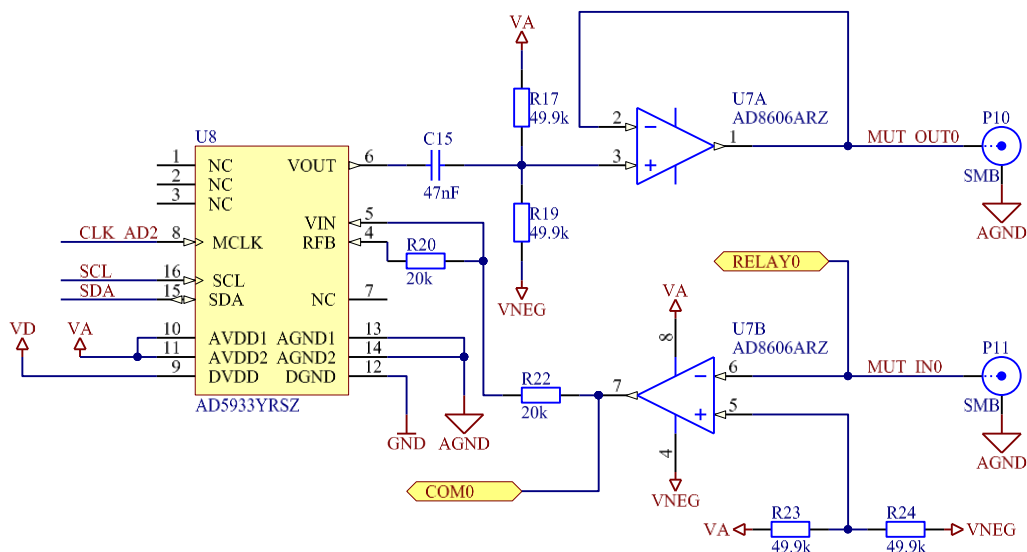
Odczytane wartości impedancji (oraz temperatury), są przechowywane w specjalnych rejestrach, które są widoczne dla interfejsu I²C, za pomocą którego sterujący mikrokontroler wydaje polecenia oraz pobiera dane z miernika.

Interfejs I²C, jako część cyfrowa układu, jest zasilany przez wyprowadzenie DVDD, które z kolei jest podłączone do VD (Cyfrowe zasilanie na płycie ewaluacyjnej). Układy analogowe zasilane są z AVDD, połączonego z VA (zasilanie analogowe).

AD5933 przystosowany jest do pracy tylko w konfiguracji dwuelektrodowej. Do dużej ilości aplikacji taka konfiguracja jest wystarczająca i została zaimplementowana na płycie jako podstawowy układ dwuelektrodowy (oznaczenie 2E). W niektórych sytuacjach, pomiary bioimpedancji przy użyciu tylko dwóch elektrod mogą dawać niewystarczająco dokładne wyniki. W takim wypadku lepszą opcją jest zastosowanie obwodu czteroelektrodowego, w który także płyta jest wyposażona (4E). Opisy obu układów pomiarowych znajdują się w dalszej części rozdziału.

5.4.4.2. Standardowy system dwuelektrodowy

Moduł dwuelektrodowy jest zaopatrzony w rozbudowany system pomiarowy, pozwalający na pomiary impedancji nawet od 100 Ω .



Rysunek 5.26. Schemat modułu dwuelektrodowego. Kondensatory blokujące nie są dołączone do schematu. Opracowanie własne na podstawie [5]

Korzystanie z konfiguracji bez zewnętrznych wzmacniaczy operacyjnych (*Rysunek 5-12*), aby zmierzyć element o niskiej impedancji sprawi, że przez badany element popłynie wysoki prąd. Wzmacniacz operacyjny znajdujący się w układzie tuż przed wyjściem V_{OUT} , może nie być w stanie zapewnić tak dużego natężenia, co przekłada się bezpośrednio na błędny wynik pomiaru (nasylenie wzmacniacza).

Rozwiązaniem tego problemu, jest umieszczenie wtórnika napięciowego na wyjściu V_{OUT} (wydajność prądowa zastosowanego wzmacniacza AD8606 to 80 mA). W torze powrotnym umieszczony jest wzmacniacz odwracający, którego wzmacnienie ustalane jest zgodnie z wzorem 5.2:

$$G = \frac{R_{RELAY0-COM0}}{Z_x} \quad (5.2)$$

gdzie $R_{RELAY0-COM0}$ to aktualna rezystancja potencjometru cyfrowego (dokładny układu kalibracji w dalszej części rozdziału), a Z_x to badana impedancja. Minus we wzorze został celowo pominięty.

Aby wykonać pomiar, najpierw trzeba skalibrować urządzenie. Proces kalibracji polega na tym, że przed dokonaniem właściwego pomiaru, mierzymy rezystor o znanej rezystancji (tryb kalibracji wybierany jest programowo, przez mikrokontroler sterujący). Rezystancja tego opornika kalibrującego, razem z $R_{RELAY0-CAL0}$ ustalają współczynnik wzmocnienia (*gain factor*). Poprawna kalibracja ma miejsce wtedy, kiedy gain factor dąży do jedności, co daje większą dokładność pomiarową, gdyż badana impedancja nie jest skalowana. Oznacza to, że użytkownik powinien znać zakres, w jakim znajduje się wartość impedancji badanego elementu i skalibrować układ w jego środku. Zakres ten powinien wynosić nie więcej niż kilkadziesiąt $k\Omega$, w innym wypadku wykroczenie poza zakres pomiarowy jest prawie gwarantowane.

Maksymalna wartość jaką może zmierzyć ADC to napięcie na AVDD – 3.3V, wyższe napięcia będą dawały po stronie cyfrowej zawsze wynik równy 4095 (maksymalny stan 12-bitowego ADC). Współczynnik wzmocnienia jest wyznaczany przy pomocy następującego wzoru:

$$GF = V_o \cdot \frac{R_{CAL}}{Z_x} \cdot PGA \quad (5.3)$$

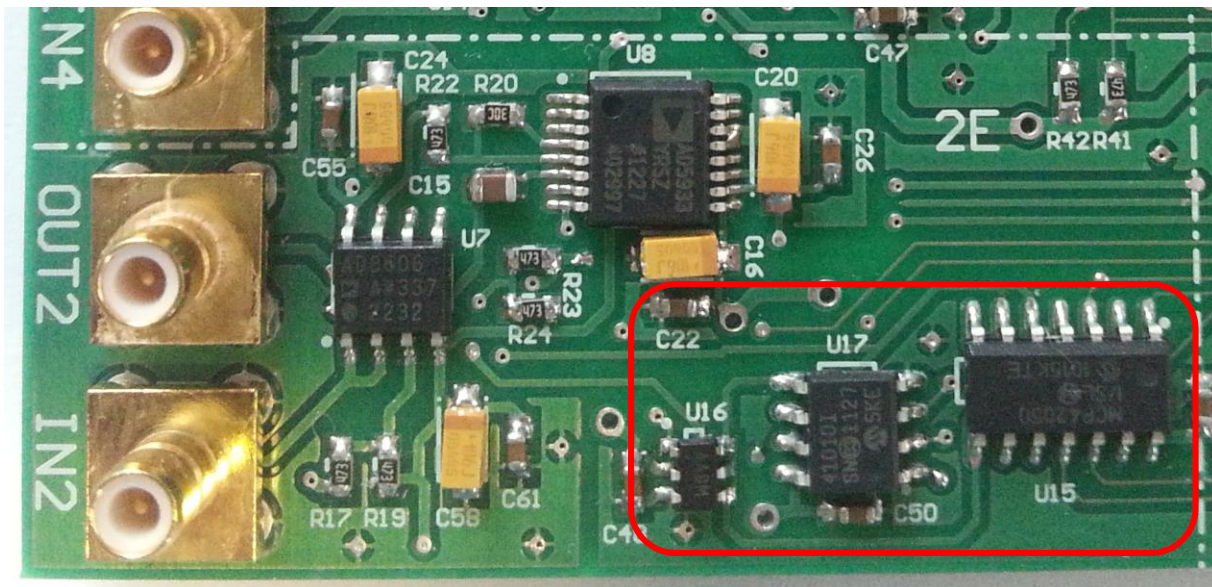
Gdzie V_o to napięcie wyjściowe p-p na pinie V_{OUT} , a PGA to wzmocnienie wewnętrznego wzmacniacza w torze powrotnym, ustalone odpowiednio na 1 bądź 5. Należy w taki sposób sparametryzować każdy pomiar, aby pod żadnym względem napięcie trafiające na ADC nie przekroczyło napięcia zasilania. Zbyt niskie wartości, z kolei powodują niską dokładność pomiarową, innymi słowy, mała zmiana impedancji powinna dawać duże zmiany wartości napięcia, wtedy pomiar jest najdokładniejszy.

Zaprezentowany układ dwuelektrodowy różni się nieco od układu zaproponowanego przez producenta. Napięcie zasilania wzmacniaczy operacyjnych AD8606 jest symetryczne i wynosi w sumie 6,6V (od 3,3 V do – 3,3 V). Ustawiając odpowiednio dzielnik napięcia R_{23}/R_{24} , możliwe jest dodatkowe wzmocnienie sygnału powrotnego, o wiele większe niż regulując dzielnik z rezystorami R_{32}/R_{20} . Ma to zastosowanie tylko w specyficznych aplikacjach, które wymagają, aby amplituda sygnału testującego badany element była bardzo niska. Jednakże układ jest do takich pomiarów przygotowany.

5.4.4.3. Obwód kalibracyjny

Standardowy sposób kalibracji urządzenia jest czasochłonny i każdorazowo wymaga ingerencji użytkownika. Rezystor kalibracyjny trzeba ręcznie wyciągać i zamieniać na inny. Zastosowanie standardowego potencjometru nie przyspieszyłoby znacznie tego procesu, dokładność byłaby praktycznie żadna, a kalibracja programowa dalej niemożliwa.

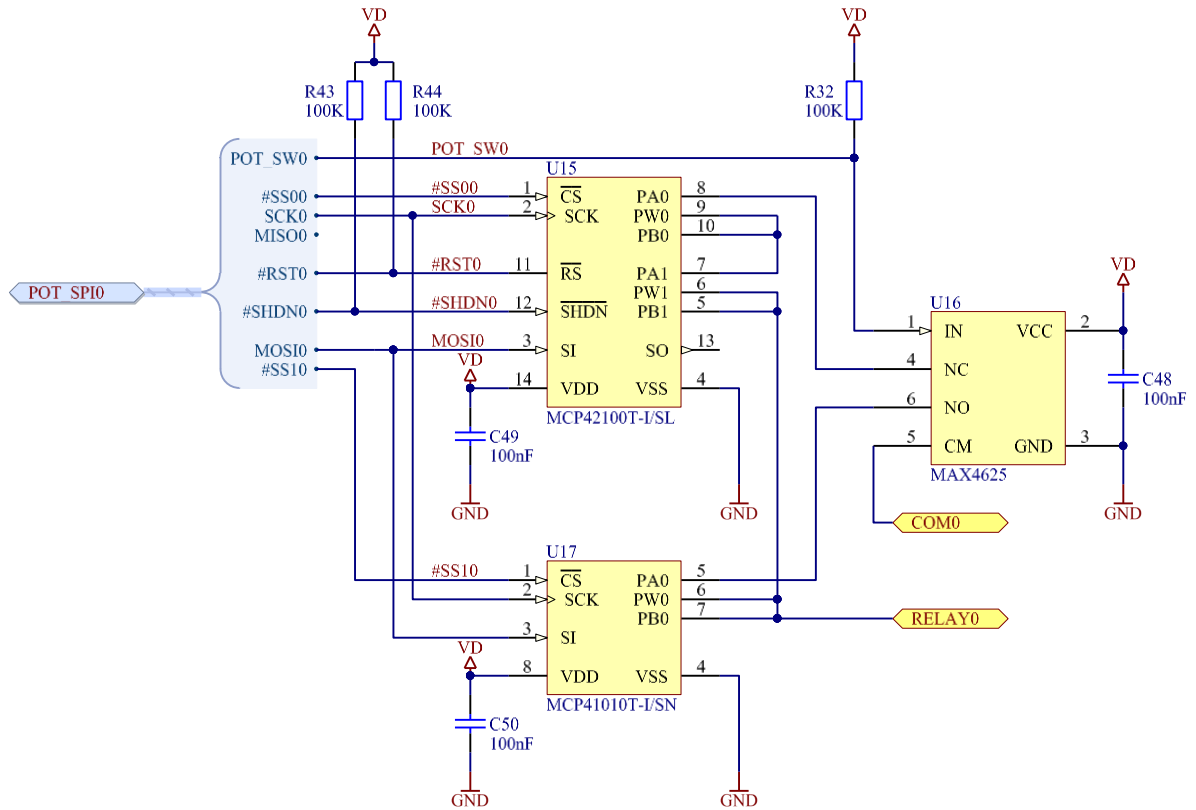
Dlatego też na płycie ewaluacyjnej zastosowano cyfrowy system kalibracji (złożony z potencjometrów cyfrowych) sterowany przez MCU (Mikrokontroler).



Rysunek 5.27. Cyfrowy obwód kalibracyjny modułu dwuelektrodowego. Źródło własne.

Moduły dwu i cztero-elektrodowy są kalibrowane w taki sam sposób, a ich obwody kalibracyjne są bliźniacze. Różnica między nimi polega na tym, że są sterowane z dwóch niezależnych od

siebie portów SPI, aby nie zagęszczać ścieżek w jednym obszarze płytki (w przypadku tej aplikacji protokołowi SPI towarzyszy wiele linii pomocniczych opisanych w dalszej części pracy).



Rysunek 5.28. Schemat ideowy modułu cyfrowej kalibracji. Źródło własne.

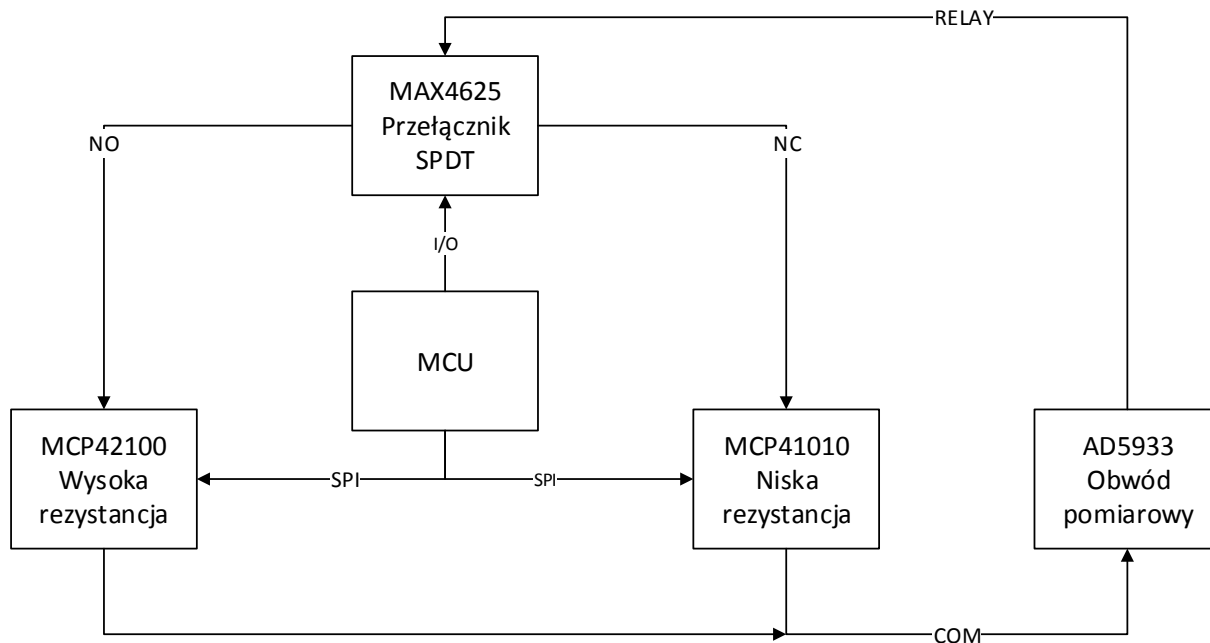
Magistrala POT_SPI0 składa się z sygnałów typowych dla SPI oraz dodatkowych linii sterujących. Poniżej opis każdej z nich. Cyfra stojąca na końcu każdej etykiety to odpowiednio 0 dla układu kalibrującego moduł dwuelektrodowy i 1- czteroelektrodowy.

- MOSI (*Master out Slave in*)- tym portem dane są wysyłane z mikrokontrolera do potencjometrów
- SCK – Sygnał taktujący
- #SS0 i #SS1 – wybór *Slave*'a
- #RST – reset potencjometru MCP42100
- #SHDN – wyłączenie potencjometru MCP42100

- POT_SW – wybór potencjometru (opis dalej)

Można szybko zauważyć, że linia MISO (*Master in Slave out*) nie jest używana w tej konfiguracji, a w przypadku potencjometru MCP41010 w ogóle jej nie ma. Układy te nie wysyłają z powrotem do mikrokontrolera żadnych informacji, a linia ta dla bardziej rozbudowanego MCP42100 może być użyta, aby stworzyć tzw. „łańcuch SPI” w którym wyjście z układu pierwszego jest połączone z wejściem następnego. Mikrokontroler może tylko nadawać, a potencjometry odbierać.

Schemat blokowy poniżej pozwala lepiej zrozumieć zasadę sterowania układami



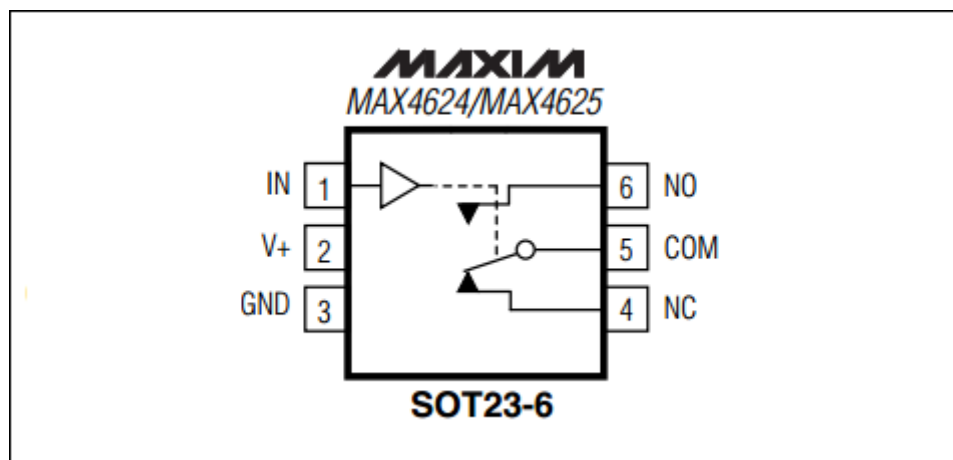
Rysunek 5.29. Schemat blokowy modułu kalibracji [11].

MAX4625 to mikroprzełącznik analogowy, służący w tej aplikacji do włączania do obwodu kalibracyjnego odpowiednio potencjometru MCP41010 bądź MCP42100.

Oto jak to działa:

Układ z końcówką 41010 posiada regulowaną rezystancję w zakresie od 0 do 10 kΩ (rozdzielczość 256 kroków), która jest ustawiana poprzez SPI. Natomiast 42100 ma w swojej obudowie 2 potencjometry o zakresie 100 kΩ, połączone ze sobą zewnętrznie szeregowo, co

pozwała na ustawienie maksymalnej rezystancji wysokości 200 k Ω (także rozdzielczość 256 kroków). W zależności od wartości badanej impedancji przy pomocy przełącznika MAX4625, do obwodu kalibracji może zostać włączony „mały” bądź „duży” potencjometr.

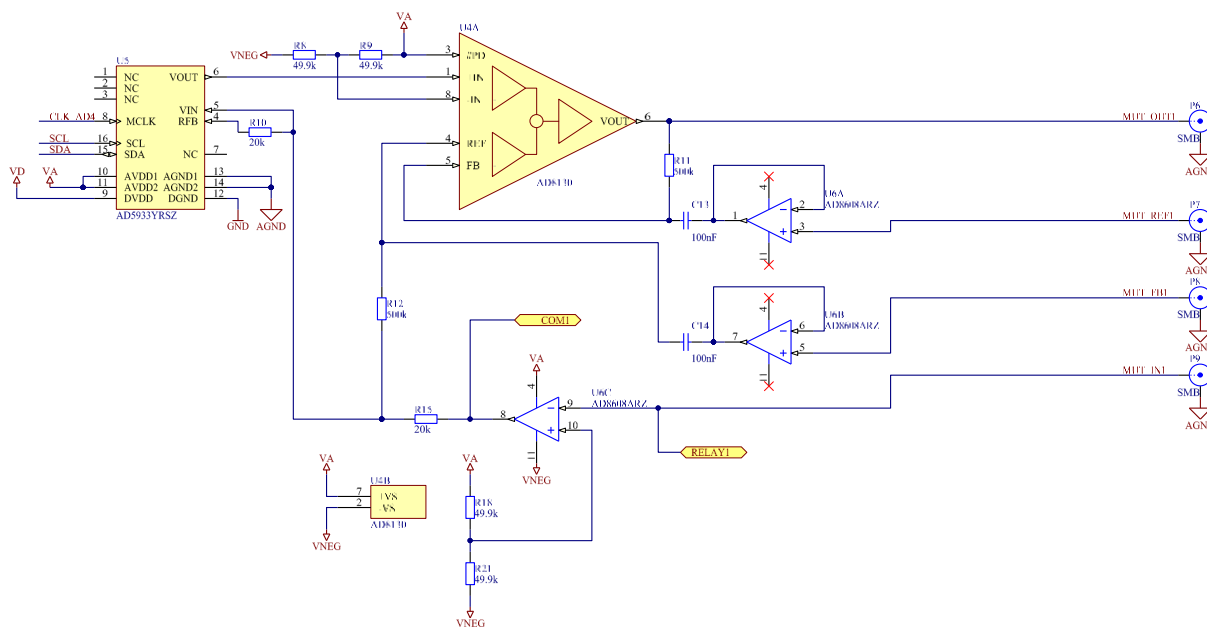


Rysunek 5.30. Schemat połączeń wewnątrz układu MAX4625 [6]

Przy pomocy MCP41010 można dokonywać dokładnych kalibracji w zakresie od 100 Ω do 10 k Ω . Przy pomocy MCP42100 natomiast od 700 Ω do 200 k Ω . Wyższe zakresy pomiarowe są możliwe do uzyskania przy pomocy ustawienia współczynnika wzmocnienia w AD5933. Niestety, będą one miały mniejszą dokładność pomiarową. Na chwilę obecną rozwiązanie to zapewnia dokładny pomiar impedancji w zakresie 200 k Ω , co w przypadku dużej ilości tkanek żywych zdaje egzamin. W razie potrzeby można szeregowo do obwodu kalibracyjnego wlutować dodatkowy rezystor, podnoszący wartość rezystancji w gałęzi.

5.4.4.4. Rozszerzony obwód czteroelektrodowy

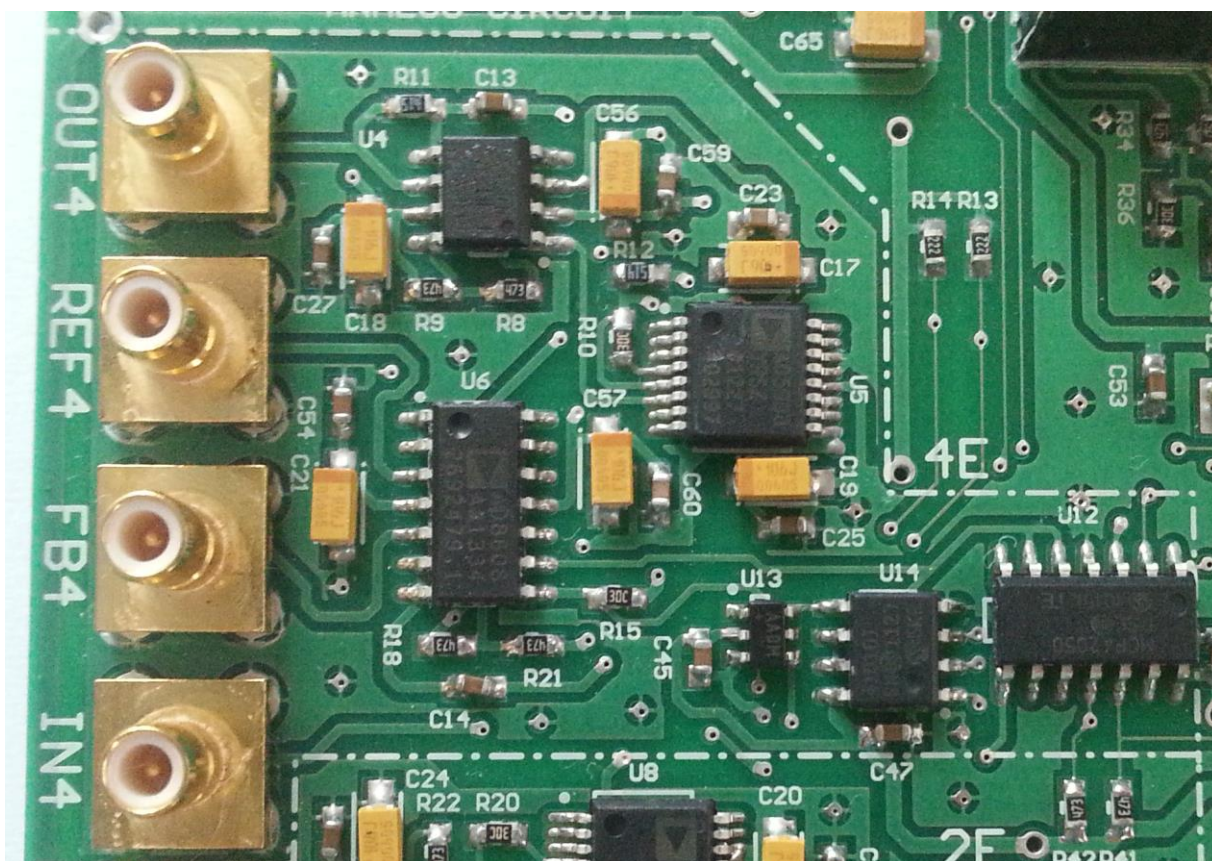
Moduł czteroelektrodowy jest niestandardową konfiguracją obwodu pomiarowego AD5933, a główną przyczyną jego powstania jest chęć dokładniejszego pomiaru bioimpedancji. Do jego budowy posłużył specjalistyczny wzmacniacz AD8130 firmy Analog Devices.



Rysunek 5.31. Rozszerzony moduł pomiarowy czteroelektrodowy. Kondensatory blokujące nie są widoczne na schemacie. Opracowanie własne na podstawie [10]

Zastosowany wzmacniacz jest typu tzw. aktywnego sprzężenia zwrotnego (*Active feedback*). Wewnątrz układu znajduje się para wzmacniaczy, których wyjścia są ze sobą sumowane i wyprowadzane na wspólne wyjście. Na wejście +IN (pierwszy wzmacniacz) podawany jest niesprzężony sygnał, którego wzmocnienie w tej aplikacji równa się jedności (wirtualna masa na -IN). Sprzężenie zwrotne podawane jest na wyprowadzenie REF i FB (drugi wzmacniacz). W ten sposób za pomocą dwóch środkowych elektrod referencyjnych możliwe jest pobieranie sygnału zwrotnego z dowolnego miejsca na badanej tkance. Rozwiązanie takie ma pozwolić na dokładniejsze wykrycie wszystkich zmian biologicznych mających miejsce w mierzonym żywym materiale. Sygnały zwrotne z elektrod referencyjnych są podawane na wtórnik napięciowe, dzięki czemu najmniejsza zmiana napięcia wpłynie na wzmocnienie wzmacniacza. W przypadku nie podłączenia środkowych elektrod do badanej tkanki, bądź zwarcia ich do elektrod standardowych, układ powinien działać jak w zwykłej konfiguracji dwuelektrodowej.

Kalibracja modułu przebiega w taki sam sposób, jak układu standardowego.



Rysunek 5.32. Moduł cztero-elektrodowy wraz z układem kalibracyjnym. Źródło własne.

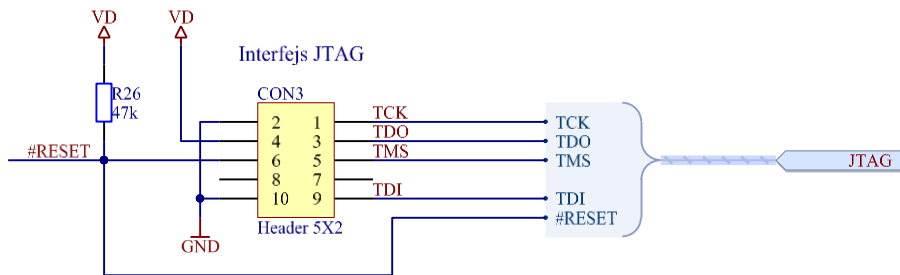
5.4.5. Programowanie oraz debugowanie urządzenia

W przypadku projektów płyt ewaluacyjnych, gdzie zmiany założeń następują często, a utrzymanie oprogramowania trwa praktycznie cały czas, ważne jest, aby narzędzia wspomagające pisanie kodu były na wysokim poziomie, dzięki czemu czas wprowadzenia w życie danej funkcjonalności znacznie się skraca. W następnym rozdziale przedstawiono zastosowane w projekcie rozwiązania ułatwiające programowanie.

5.4.5.1. JTAG

Standard JTAG (*Joint Test Action Group*) jest w tym momencie najpopularniejszym sposobem programowania oraz debugowania mikrokontrolerów. ATXmega128A1U nie jest pod tym

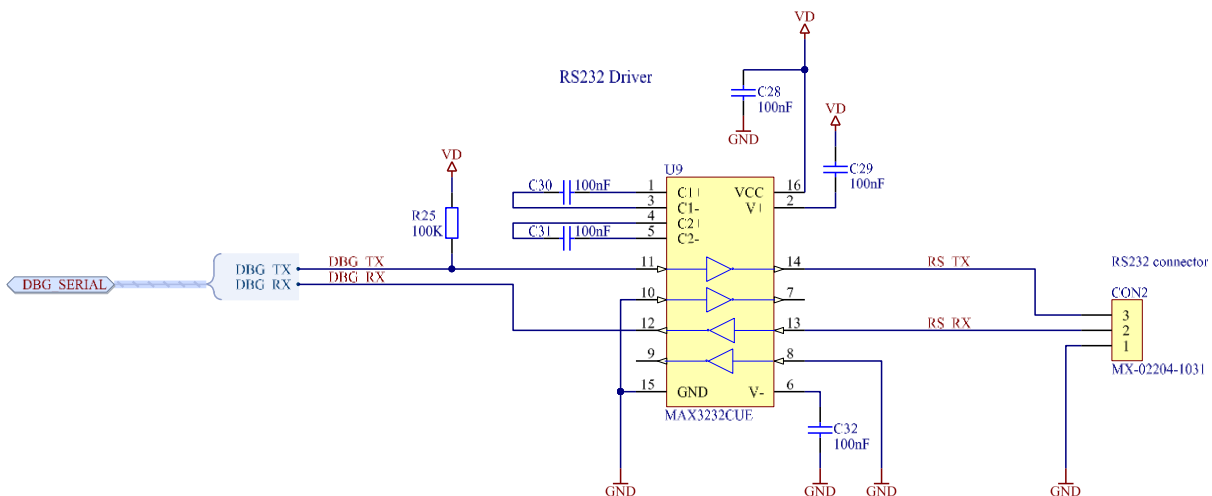
względem wyjątkiem. Przy pomocy zewnętrznego debugera możliwa jest analiza kodu linijka po linijce, zupełnie jak w przypadku aplikacji komputerowych. Możliwy jest nawet podgląd wszystkich rejestrów wewnętrznych mikrokontrolera, co jest nieocenioną zaletą w przypadku pracy z wszelkiego rodzaju peryferiami I/O.



Rysunek 5.33. Schemat połączenia złącza JTAG. Źródło własne.

5.4.5.2. Porty szeregowo

Na płycie ewaluacyjnej zostało wyprowadzone 3-pinowe wejście portu RS232. Poprzez układ MAX3232 następuje konwersja napięć typowych dla protokołu RS232 (± 12) na poziomy TTL, które mogą być odczytane przez mikrokontroler. Interfejs ten został zaimplementowany specjalnie do celów „debugerskich”, aby można było za jego pomocą wyświetlać komunikaty o aktualnym statusie programu na ekranie komputera.

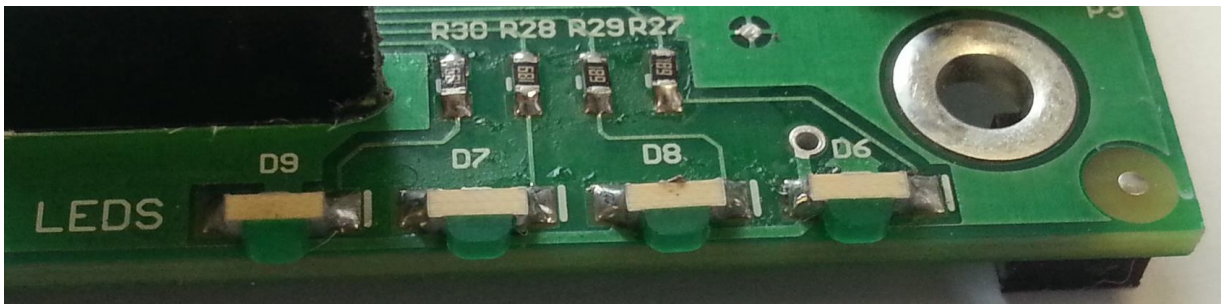


Rysunek 5.34. Schemat połączenia drivera RS232 - MAX3232. Źródło własne.

Port szeregowy USB w programie aplikacji jest nieużywany i może także być skonfigurowany tak, aby był wykrywany przez komputer i działał jak port RS232. Jest to jednak funkcja znacznie obciążająca mikrokontroler i niemożliwa do debugowania poprzez JTAG (pułapki w kodzie zatrzymują synchronizację USB pomiędzy mikrokontrolerem, a komputerem). Z tego względu powinna być używana w ostateczności.

5.4.5.3. Diody LED

Najlepiej sprawdzonym, prostym i niezawodnym sposobem na informowanie użytkownika o statusie działającego w mikrokontrolerze oprogramowania są diody LED. Do dyspozycji użytkownika są 4 świecące diody.



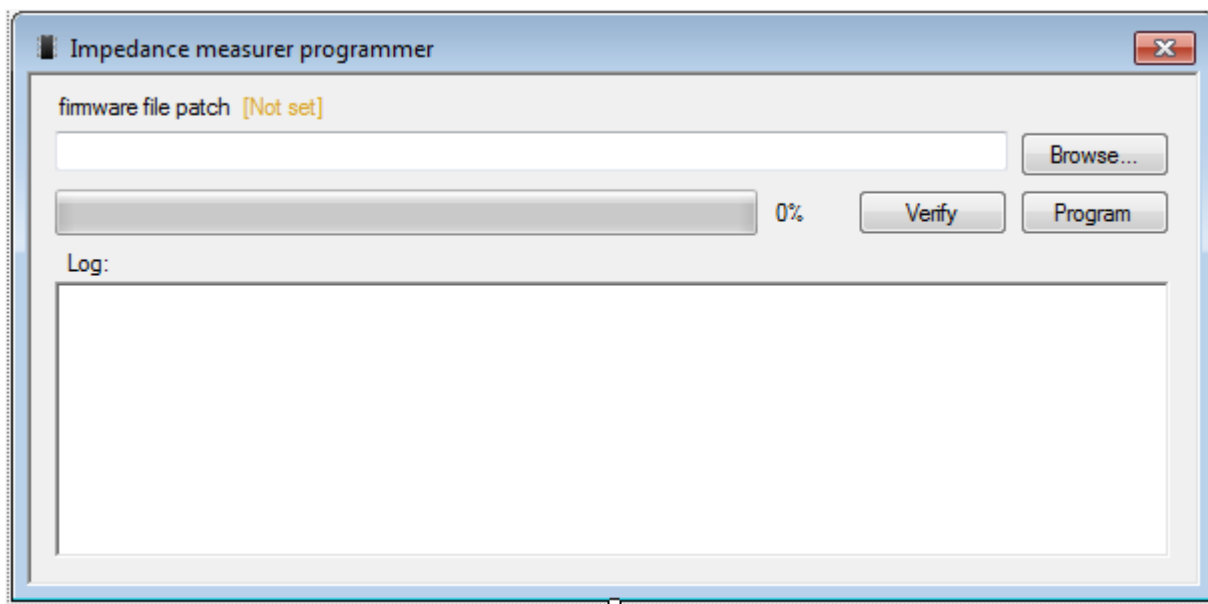
Rysunek 5.35. Diody LED dostępne na potrzeby testowania oprogramowania. Źródło własne.

5.4.5.4. Bootloader

Urządzenie zaopatrzone jest w Bootloader, osobną aplikację, rezydującą w części pamięci *Flash*, przeznaczoną specjalnie na nią. Zadaniem programu jest programowanie obszaru pamięci, w której znajduje się standardowy kod aplikacji. Komunikacja z Bootloaderem, odbywa się poprzez magistralę USB. Użytkownik poprzez aplikację komputerową może bez pomocy programatora zaktualizować oprogramowanie płyty.

Po włączeniu urządzenia Bootloader startuje jako pierwszy. W zależności od woli użytkownika, Bootloader pozostaje włączony i możliwa jest aktualizacja oprogramowania, bądź następuje skok do aplikacji.

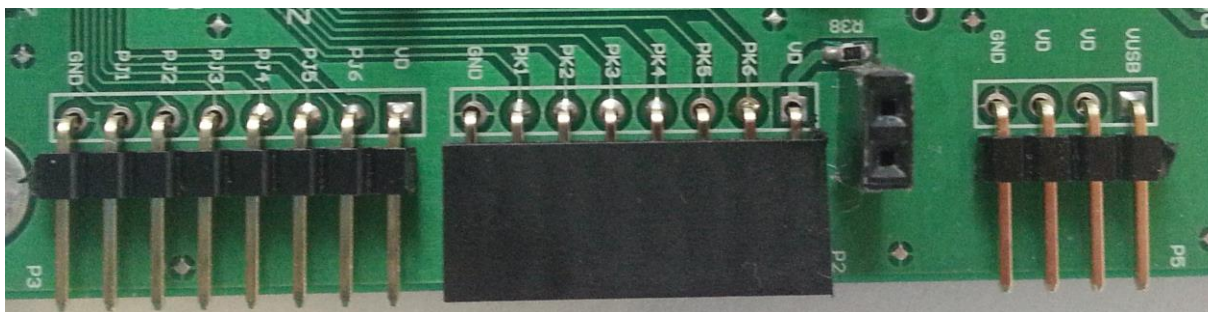
Rozwiązanie to zostało stworzone z myślą o osobach korzystających z płyty, nie mających dostępu do programatora, bądź też nie potrafiących z niego korzystać.



Rysunek 5.36. Widok aplikacji komputerowej służącej do aktualizacji oprogramowania poprzez Bootloader. Źródło własne.

5.4.6. Złącza rozszerzeń

Część nieużywanych przez żadne peryferia pinów została wyprowadzona z boku płytki w celu łatwego zasilania i sterowania układami zewnętrznymi.



Rysunek 5.37. Złącza rozszerzeń. Źródło własne

Zasilanie analogowe nie zostało wyprowadzone na złącza, ze względu na niską wydajność prądową oraz zbyt długą drogę, którą musiałaby pokonać ścieżka (praktycznie przez całą szerokość płytki).

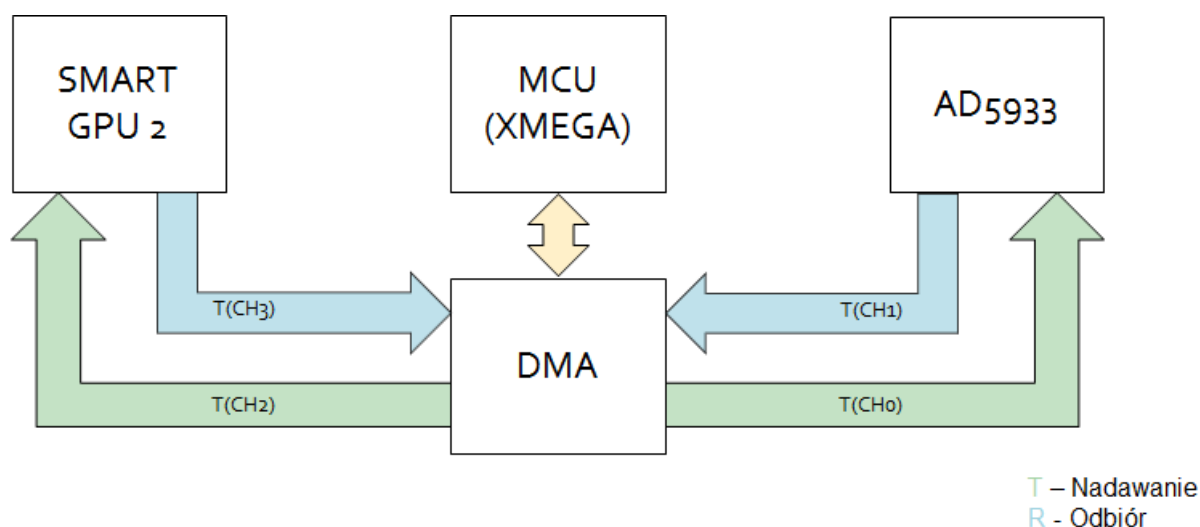
5.5. Rozwiązania programowe

W tym rozdziale zostaną przedstawione najważniejsze zastosowania oraz planowane rozwiązania programowe.

5.5.1. Obsługa kontrolera DMA

Mikrokontrolery z rodziny ATXmega są wyposażone w kontroler DMA (*Direct Memory Access*). Zastosowanie go do obsługi odpowiednich układów peryferyjnych pozwala na znaczne odciążenie procesora, poprzez zezwolenie na bezpośredni dostęp danego układu do pamięci. Po odpowiednim skonfigurowaniu, układy mogą się ze sobą komunikować bez udziału procesora, który ma czas na zajęcie się innymi zadaniami.

W zaprojektowanym urządzeniu dostępne są cztery kanały DMA, które zostały użyte do obsługi transferu danych pomiędzy mikrokontrolerem, a parą układów AD5933 oraz układem graficznym Smart GPU2 (po 2 kanały na interfejs).



Rysunek 5.38. Sposób komunikacji mikrokontrolera z peryferiami. Źródło własne

Z racji tego, że transfer danych odbywa się „w tle”, procesor może zajmować się w tym czasie ich akwizycją oraz obróbką.

5.5.2. Przetwarzanie i przechowywanie danych

Dane zbierane przez mikrokontroler (takie jak przesunięcie fazowe, impedancja i obie jej składowe, itd.) podczas pomiaru, są bardzo obszerne. Na tyle obszerne, że bez odpowiedniego buforowania jeden pomiar mógłby zająć nawet do 70% pamięci Sram mikrokontrolera. Rozwiązaniem tego problemu, wstępnie przetestowanym na urządzeniu, jest buforowanie aktualnie pobieranych danych w pamięci *Flash* mikrokontrolera, której jest 16 razy więcej niż pamięci SRAM, a następnie przeniesienie ich na kartę pamięci SD, obsługiwaną przez system graficzny Smart GPU2. Zastosowanie takiej konwencji, oprócz zapewnienia praktycznie nieograniczonej przestrzeni na wyniki pomiarów (maksymalny rozmiar obsługiwanych kart pamięci to 32 GB), jednocześnie umieszcza dane w miejscu łatwo dostępnym dla użytkownika. Kartę można wyciągnąć i włożyć do komputera w celu analizy wyników. Wadą tego rozwiązania jest to, że urządzenie pracując bez karty pamięci, ma możliwość zapamiętania tylko jednego wyniku pomiaru jednocześnie.

Zastosowane rozwiązanie jest na razie w formie mocno niezoptymalizowanej. W najbliższym czasie planowane jest zastosowanie algorytmu, w przypadku odpowiedniego wyboru użytkownika, będzie zapisywał dane na karcie pamięci w czasie rzeczywistym. Do tego jednak potrzebny jest najpierw interfejs użytkownika.

Ponadto, zegar RTC daje możliwość automatycznego dodawania czasu do nazw plików zapisywanych na karcie pamięci.

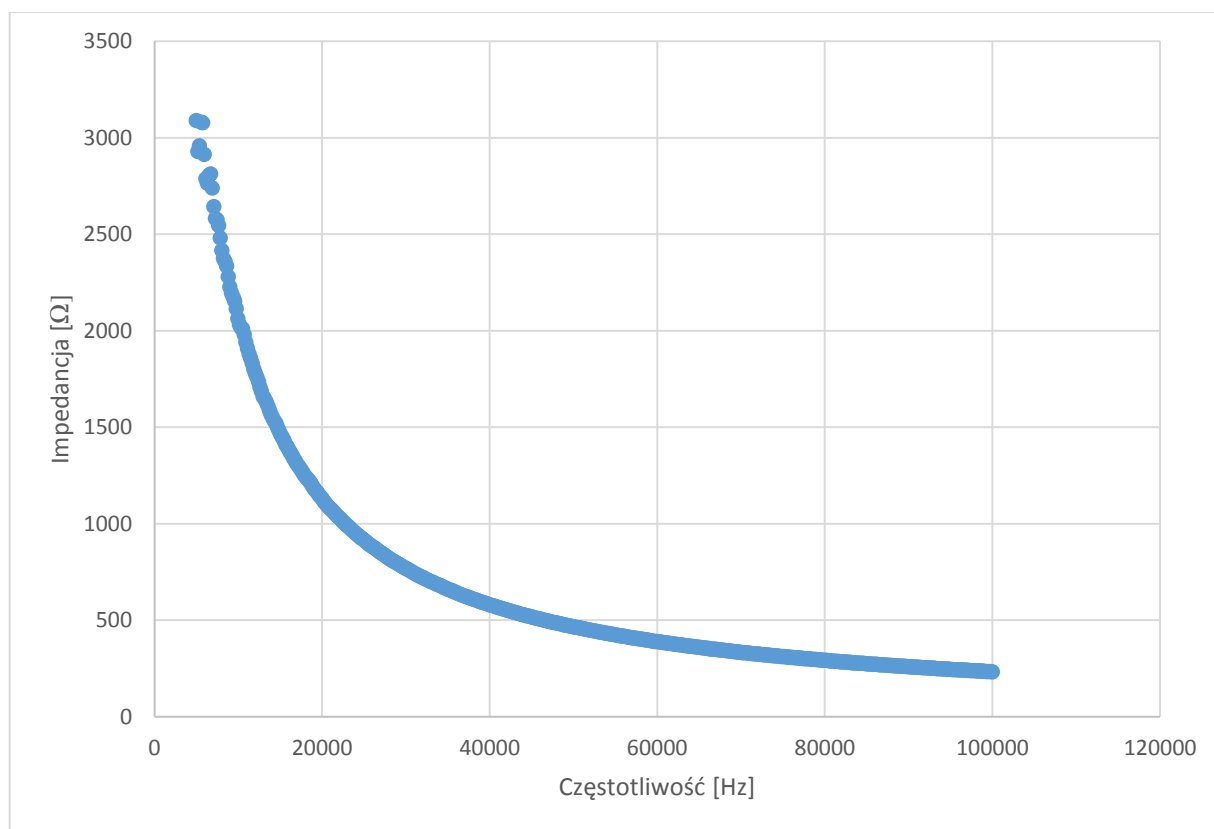
5.5.3. Cyfrowa kalibracja

Poprzez interfejs SPI mikrokontroler może wydawać komendy potencjometrom cyfrowym, służącym do kalibracji obwodów pomiarowych dwu i czteroelektrodowych. Dzięki takiemu rozwiązaniu, użytkownik nie musi za każdym razem ręcznie zmieniać rezystora kalibracyjnego, a jedynie wybrać odpowiednią wartość programowo.

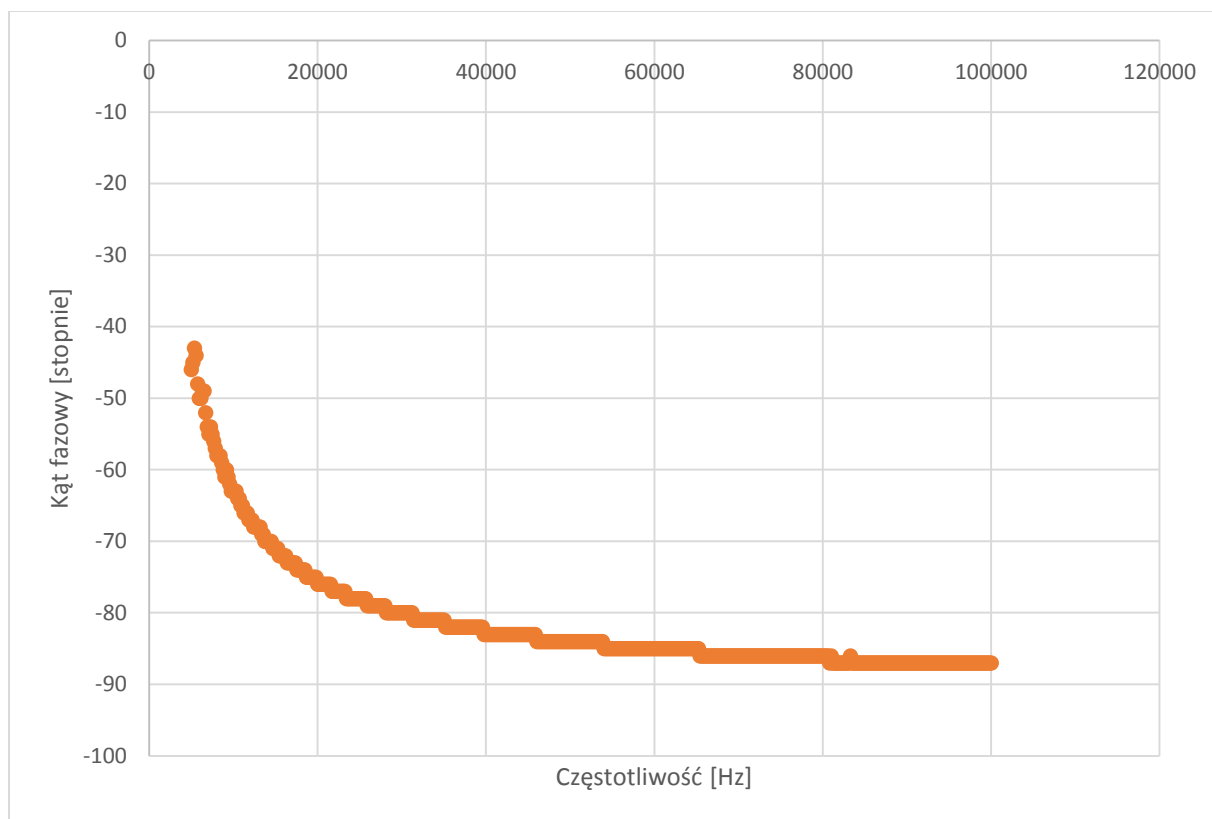
6. Przykładowe pomiary

Na *Grafie 1* zaprezentowano pomiary uzyskane na modelu elektrycznym (pomiar z modułu dwuelektrodowego), możliwe do uzyskania za pomocą napisanego oprogramowania.

Zastosowany model: dwójnik RC o rezystancji $4.7\text{ k}\Omega$ połączony równolegle z kondensatorem $6,8\text{ nF}$.



Graf 1. Wykres Impedancji w funkcji częstotliwości. Źródło własne.



Graf 2. Wykres przesunięcia kąta fazowego w funkcji częstotliwości. Źródło własne.

Uzyskane grafy zostały wykreślone w programie Excel, za pomocą danych zapisanych na kracie pamięci. W dalszym etapie rozwoju oprogramowania, planowane jest umożliwienie rysowania wykresów na ekranie wyświetlacza urządzenia.

Zakończenie

Na chwilę obecną platforma spełnia wszystkie wymagania sprzętowe, wymagane do rozwoju prac związanych z pomiarami bioimpedancyjnymi. Standardowy system dwuelektrodowy daje możliwość bardzo dokładnego pomiaru impedancji pasywnych modeli elektrycznych oraz dużej ilości tkanek oraz cieczy (jak wynika z dotychczas przeprowadzonych badań [12]). Niestety w chwili obecnej, urządzenie jest w fazie „deweloperskiej”, co oznacza, że przed udostępnieniem go do użytku, należy je dopracować.

Analizatory impedancji elektrycznej, dostępne na rynku, działają na podobnej zasadzie do zastosowanego w urządzeniu. Ich kalibracja także przebiega podobnie. Zbudowane urządzenie spełnia podstawowe wymagania pomiarowe stawiane instrumentom medycznym stosowanym w BIA.

Planem rozwoju tego projektu jest przede wszystkim opracowanie intuicyjnego interfejsu użytkownika, który pozwoli działać płycie samodzielnie, bez użycia komputera oraz programatora. Układ jest pod tym względem sprzętowo przygotowany i wstępnie przetestowany (wyświetlacz SMART GPU2). Bazując na obecnych programowych procedurach testowych, należy stworzyć kompletne oprogramowanie sterownika (system wymiany informacji pomiędzy komputerem, optymalizacja czasu trwania pomiarów itd.). Planowane jest także sprawdzenie możliwości wprowadzenia systemu automatycznej kalibracji.

Zadaniem znajdującym się na kolejnym planie, jest doświadczalne przetestowanie i zoptymalizowanie obwodu pomiarowego czteroelektrodowego, który w założeniu teoretycznym powinien dawać o wiele dokładniejsze (czy też prawdziwsze) wyniki pomiarów parametrów tkanek.

Ostatnią fazą jest udostępnienie gotowego urządzenia podmiotom zainteresowanym pracą badawczą w dziedzinie bioimpedancji. Wykonane pomiary oraz odczucia związane z obsługą urządzenia, pozwolą na udoskonalenie produktu i poprawienie ewentualnych błędów. Po zgromadzeniu odpowiedniej ilości informacji (możliwość stworzenia bazy impedancji tkanek),

będzie można zacząć pracę nad urządzeniami budowanymi pod konkretne zastosowania, z nastawieniem na ich komercjalizację.

Dodatek A

Dokumentacja płyty ewaluacyjnej.

Schemat ideowy układu, rozmieszczenie ścieżek i elementów zostało dołączone na końcu pracy.

Lista zastosowanych komponentów znajduje się poniżej.

Komponent	Opis	Oznaczenie	Footprint	Ilość
CR1216	Lithium Battery Holder for CR2032 3V Cell	BT1	12MM-BATTERY-HOLDER	1
10uF	Polarized Capacitor (Surface Mount)	C1, C4, C5, C6, C9, C11, C16, C17, C18, C19, C20, C21, C24, C56, C57, C58, C63, C65	SMDA	18
2n2 / 500V	Capacitor	C2	CAPC3216N	1
100nF	Capacitor	C3, C7, C10, C12, C13, C14, C22, C23, C25, C26, C27, C28, C29, C30, C31, C32, C33, C35, C36, C37, C38, C39, C40, C41, C42, C43, C44, C45, C46, C47, C48, C49, C50, C52, C53, C54, C55, C59, C60, C61, C62, C64	CAPC1608N	42
10nF	Capacitor	C8	CAPC1608N	1
47nF	Capacitor	C15	CAPC1608N	1
15pF	Capacitor	C34	CAPC1608N	1
i	Capacitor	C51	CAPC1608N	1
MX-02204-1031	Pith 2.54mm, 3-pin	CON2	MX-02204-1031	1
Header 5X2	Header, 5-Pin, Dual row	CON3	918510X324	1
LL-S172GC-2A	Typical GREEN LED	D1, D2, D3, D4	CD2012-0805	4
SURGX	ESD Suppressor	D5, D10	SURGX-0603	2
LED_YELLOW		D6, D7, D8, D9	KPA-3010SGD	4
67503-1020	USB, MINI, SMD, RA KME04-USBMU03A01	J1	MOLX-67503-1020_V	1
Ferrite	Inductor	L1, L2, L3	FERRITE_1206	3
Header 8	Header, 8-Pin	P2, P3	HDR1X8	2
Header 4	Header, 4-Pin	P5	HDR1X4	1
SMB	SMB Straight Connector	P6, P7, P8, P9, P10, P11	SMB_V-RJ45	6
220R	Resistor	R1	RESC1608N	1

110R	Resistor	R2, R3, R39	RESC1608N	3
22R	Resistor	R4, R5, R47, R48, R49	RESC1608N	5
10M	Resistor	R6	RESC3216N	1
690R	Resistor	R7	RESC1608N	1
49.9k	Resistor	R8, R9, R17, R18, R19, R21, R23, R24	RESC1608N	8
20k	Resistor	R10, R15, R20, R22, R36	RESC1608N	5
500k	Resistor	R11, R12	RESC1608N	2
2.2k	Resistor	R13, R14	RESC1608N	2
100K	Resistor	R16, R25, R31, R32, R38, R41, R42, R43, R44	RESC1608N	9
47k	Resistor	R26, R50	RESC1608N	2
680R	Resistor	R27, R28, R29, R30	RESC1608N	4
10k	Resistor	R33, R37, R40	RESC1608N	3
470R	Resistor	R34, R35	RESC1608N	2
30.1k	Resistor	R45	RESC1608N	1
56k	Resistor	R46	RESC1608N	1
i	Resistor	R51	RESC1608N	1
Speaker	Speaker	S1	MX-02227-2021	1
REG104GA-3.3/2K5G4	Single Output Fast Transient Response LDO, 1 A, Fixed 3.3 V Output, 2.1 to 15 V Input, 6-pin SOT-223 (DCQ), -40 to 85 degC, Green (RoHS & no Sb/Br)	U1	TI-DCQ6_L	1
TC962COE	80mA Charge Pump DC-to-DC Converter, 12kHz, 24kHz, 16-Pin SOIC 300mil, Commercial Temperature	U2	SOIC-OE16_moje	1
adp150		U3	SOT95P280X100-5N	1
AD8130	AD8130	U4	SO-8_M	1
AD5933YRSZ	1 MSPS, 12-Bit Impedance Converter, Network Analyzer, Serial, RS-16, 77 Tube, Pb-Free	U5, U8	ADI-RS-16_L	2
AD8608ARZ	Quad Channel Wide Bandwidth Operational Amplifier, 10 MHz BW, 5 V/us SR, Industrial, 14-pin SOIC (R-14), Tube	U6	ADI-R-14_N	1
AD8606ARZ	Double Channel Wide Bandwidth Operational Amplifier, 10 MHz BW, 5 V/us SR, Industrial, 8-pin SOIC (R-8), Tube	U7	SOIC127P600-8AL	1
MAX3232CUE	3.0V TO 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceiver Using Four 0.1µF External Capacitor	U9	TI-D16_L_moje	1

ATxmega128A1U-AU	8/16-bit AVR XMEGA A1 Microcontroller, 1.6-3.6V, 32MHz, 128KB + 8KB Flash, 2KB EEPROM, 8KB SRAM, 100-pin TQFP, Industrial Grade (-40°C to 85°C), Pb-Free	U10	100A_MOJE	1
CFPS-39		U11	ECX32	1
MCP42100T-I/SL	Single/Dual Digital Potentiometer with SPI Interface, 14-Pin SOIC 150mil, Industrial Temperature, Tape and Reel	U12, U15	ADI-R-14_N	2
MAX4625		U13, U16	SOT100P275-6L	2
MCP41010T-I/SN	Single/Dual Digital Potentiometer with SPI Interface, 8-Pin SOIC 150mil, Industrial Temperature, Tape and Reel	U14, U17	SOIC127P600-8AL	2
SMART_GPU2	SMART_GPU2	U18	LCD_HEADERS	1
TPA0211	TPA0211	U19	SOIC127P600-8AL	1
TPS72301DBVRG4	Single Output LDO, 200 mA, Adjustable -10 to -1.2 V Output, -10 to -2.7 V Input, 5-pin SOT-23 (DBV), -40 to 125 degC, Green (RoHS & no Sb/Br)	U20	SOT95P280X100-5N	1

Dodatek B

Zawartość dodatkowej płyty CD-ROM.

- Pliki projektowe programu Altium Designer 14 w skład których wchodzi:
 - schematy,
 - obwód drukowany,
 - pliki produkcyjne,
- Pliki z kodami źródłowymi podzielonymi na:
 - najważniejsze elementy kodu aplikacji mikrokontrolera sterującego,
 - kod bootloadera mikrokontrolera sterującego,
 - kod aplikacji „PC-owej” do programowania mikrokontrolera sterującego poprzez bootloader.

Bibliografia

- [8] Agilent Technologies, opis urządzenia Agilent 4294A,
<http://www.home.agilent.com/en/pd-1000000858%3Aepsg%3Apro-pn-4294A/precision-impedance-analyzer-40-hz-to-110-mhz?&cc=PL&lc=eng>
- [7] Akern, Bodycomp - MF +Digital multiple frequency Impedance Analyzer - Instrukcja obsługi, 2002.
- [9] Mikropolis, profesjonalny sprzęt medyczny, opis urządzenia BodyComp MF+,
<http://www.mikropolis.net.pl/akern-bodycomp-mf>
- [5] Analog Devices. karta katalogowa układu AD5933, <http://www.analog.com/en/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/ad5933/products/product.html>
- [4] Atmel. karta katalogowa mikrokontrolera ATXmega128A1U
<http://www.atmel.com/devices/ATXMEGA128A1U.aspx>
- [1] Kowalski Z.: praca dyplomowa, *Model miernika bioimpedancji*, 2012.
- [6] Maxim Integrated. karta katalogowa układu MAX4625,
<http://www.maximintegrated.com/datasheet/index.mvp/id/2116>
- [10] Pliquett U., Barthel A.: *Interfacing the AD5933 for bio-impedance measurements with front ends providing galvanostatic or potentiostatic excitation*, *IOP Science*, no. 407, 2012.
- [11] Przeniosło Ł., Walków M.: *Scalony skaner impedancji w wybranych aplikacjach biopomiarowych – układ sterownika*, Szczecin, 2013.
- [12] Przeniosło Ł., Walków M., Krempa M., *Pomiary impedancji bioelektrycznej z wykorzystaniem układu AD5933*, Szczecin, 2012.
- [13] RJL Systems, Opis układu Quantum II, <http://www.rjlsystems.com/products/quantum-ii/#section=description>
- [14] Sekino T., Okada K.: *Impedance Measurement Handbook.*: Agilent Technologies, 2003.

[3] Texas Instruments, karta katalogowa układu TPA0211

<http://www.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?genericPartNumber=tpa0211&fileType=pdf>

[2] Vizic Technologies, karta katalogowa układu graficznego SMART GPU2,

<http://www.vizictechnologies.com/#!smartgpu-2/c1rc2>.

Spis ilustracji

Rysunek 1.1. Impedancja (Z) wyrażona za pomocą składowej rzeczywistej (R) oraz urojonej (X) [1]	10
Rysunek 1.2. Elementy o charakterystyce rzeczywistej oraz urojonej połączone ze sobą [1].....	10
Rysunek 1.3. Relacje pomiędzy impedancją oraz admitancją [1].....	11
Rysunek 1.4. Kondensator z uwzględnieniem wpływu efektów pasożytniczych, zaprezentowany w formie obwodu elektrycznego [1]	13
Rysunek 1.5. Reprezentacja wartości teoretycznej, rzeczywistej oraz mierzonej [1].....	14
Rysunek 1.6. Charakterystyka częstotliwościowa rezystora [1]	15
Rysunek 1.7. Charakterystyka częstotliwościowa cewki [1]	16
Rysunek 1.8. Charakterystyka częstotliwościowa kondensatora [1]	16
Rysunek 1.9. Wpływ właściwości sygnału testującego na mierzone wartości kondensatorów i cewek [1]	17
Rysunek 1.10. Wpływ składowej stałej na kondensatory ceramiczne oraz induktry z rdzeniem [1] ..	18
Rysunek 1.11. Wpływ temperatury na kondensatory ceramiczne [1].....	18
Rysunek 1.12. Wpływ czasu na pojemność ceramicznych kondensatorów [1].....	19
Rysunek 2.1. Schemat połączeń w metodzie mostkowej [1]	20
Rysunek 2.2. Schemat połączeń w metodzie rezonansu [1]	21
Rysunek 2.3. Schemat połączeń w metodzie I-V [1]	22
Rysunek 2.4. Schemat połączeń dla metody RF I-V, do pomiarów niskiej i wysokiej impedancji [1].	23
Rysunek 2.5. Schemat połączeń dla metody analizy sieciowej [1].....	24
Rysunek 2.6. Schemat połączeń dla metody samo-równoważonego mostka [1].....	25
Rysunek 3.1. Analizator impedancji Agilent 4294A - front [2].....	28
Rysunek 3.2. Analizator impedancji Agilent 4294A - tył [2]	29
Rysunek 3.3. Uproszczony schemat blokowy sekcji analogowej analizatora impedancji Agilent 4294A [1].....	30
Rysunek 3.4. Sekcja generatora sygnału źródłowego [1]	31
Rysunek 3.5. Schemat blokowy mostka ze sprzężeniem zwrotnym [1]	32
Rysunek 3.6. Schemat blokowy sekcji detektora różnicy prądowej [1]	33
Rysunek 3.7. Wpływ impedancji DUT oraz rezystancji R_s na Amplitudę sygnału [1].....	34
Rysunek 3.8. Składowa stała podana na DUT w odniesieniu do wirtualnej masy [1].....	35
Rysunek 3.9. Kalibracja [1]	36
Rysunek 3.10. BodyComp MF+ firmy Akern [3].....	37
Rysunek 3.11. Sposób podłączenia osoby badanej [4]	38
Rysunek 3.12. Analizator składu ciała Quantum II [5].....	39
Rysunek 3.13. Sposób kalibracji miernika Quantum II [5].....	40
Rysunek 4.1. Model elektryczny Fricke komórki biologicznej. Punkty przyłożenia elektrod pomiarowych oznaczone są portami T1 i T2 (Terminal). Opracowanie własne na podstawie [6]	42
Rysunek 5.1. Zaprojektowana płyta ewaluacyjna. Widok- front bez wyświetlacza. Wykonanie własne.	45
Rysunek 5.2. Zaprojektowana płyta ewaluacyjna. Widok- front z wyświetlaczem. Wykonanie własne.	46
Rysunek 5.3. Zaprojektowana płyta ewaluacyjna. Widok- tył. Wykonanie własne.	47
Rysunek 5.4. Jeden z otworów montażowych oraz Fidutiali. Źródło własne.	47

Rysunek 5.5: Widok z wnętrza płytki. Źródło własne.....	48
Rysunek 5.6. Układ graficzny Smart GPU2 – widok front [7]	49
Rysunek 5.7. Układ graficzny Smart GPU2 – widok tył [7]	50
Rysunek 5.8. Wyprowadzenia pomiarowe. Źródło własne.	51
Rysunek 5.9: Elektrody pomiarowe. Źródło własne.	52
Rysunek 5.10. Schemat blokowy połączeń poszczególnych modułów w układzie. Źródło własne.	53
Rysunek 5.11. Schemat podłączenia wyświetlacza z mikrokontrolerem. źródło własne.....	54
Rysunek 5.12. Zastosowany konwerter sygnału audio na mono. Źródło własne.	56
Rysunek 5.13. Schemat wewnętrzny wzmacniacza audio TPA0211. [8]	56
Rysunek 5.14. Blokowy schemat funkcjonalny ATXmega128A1U [9]	58
Rysunek 5.15. Schemat połączeń z mikrokontrolerem sterującym ATXmega128A1U. Źródło własne.	60
Rysunek 5.16. Sposób dystrybucji zegara na płycie ewaluacyjnej. Źródło własne.....	61
Rysunek 5.17. Sekcja zasilania płyty ewaluacyjnej. Źródło własne.	62
Rysunek 5.18. Sekcja zasilania. Źródło własne.....	63
Rysunek 5.19. Zasilanie bateryjne. Źródło własne.	64
Rysunek 5.20. Wyprowadzenie V_{bat} na płycie wyświetlacza. Źródło własne.	65
Rysunek 5.21. Pin sprężynowy, przez który dostarczane jest napięcie bateryjne do płytki wyświetlacza. Źródło własne.	65
Rysunek 5.22. Zasilanie obwodu cyfrowego. Źródło własne.....	66
Rysunek 5.23. Obwód zasilania układów analogowych. Źródło własne.....	67
Rysunek 5.24. Masy modułów po stronie analogowej połączone w "Gwiazdę". Źródło własne.....	69
Rysunek 5.25. Blokowy schemat wewnętrzny AD5933. [10].....	71
Rysunek 5.26. Schemat modułu dwuelektrodowego. Kondensatory blokujące nie są dołączone do schematu. Opracowanie własne na podstawie [10]	72
Rysunek 5.27. Cyfrowy obwód kalibracyjny modułu dwuelektrodowego. Źródło własne.....	74
Rysunek 5.28. Schemat ideowy modułu cyfrowej kalibracji. Źródło własne.	75
Rysunek 5.29. Schemat blokowy modułu kalibracji. Źródło własne.	76
Rysunek 5.30. Schemat połączeń wewnątrz układu MAX4625. [11]	77
Rysunek 5.31. Rozszerzony moduł pomiarowy czteroelektrodowy. Kondensatory blokujące nie są widoczne na schemacie. Opracowanie własne na podstawie [12].....	78
Rysunek 5.32. Moduł cztero-elektrodowy wraz z układem kalibracyjnym. Źródło własne.	79
Rysunek 5.33. Schemat połączenia złącza JTAG. Źródło własne.....	80
Rysunek 5.34. Schemat połączenia drivera RS232 - MAX3232. Źródło własne.....	80
Rysunek 5.35. Diody LED dostępne na potrzeby testowania oprogramowania. Źródło własne.....	81
Rysunek 5.36. Widok aplikacji komputerowej służącej do aktualizacji oprogramowania poprzez Bootloader. Źródło własne.	82
Rysunek 5.37. Złącza rozszerzeń. Źródło własne.....	82
Rysunek 5.38. Sposób komunikacji mikrokontrolera z peryferiami. Źródło własne.	83

Spis tabel

Tabela 1. Popularne metody pomiarów impedancji oraz ich cechy [1]	26
Tabela 2. Kluczowe parametry urządzenia Agilent 4294A [2].....	29

Spis grafów

Graf 1. Wykres Impedancji w funkcji częstotliwości. Źródło własne.	85
Graf 2. Wykres przesunięcia kąta fazowego w funkcji częstotliwości. Źródło własne.	86

Spis wzorów

- (1.1) Zależność impedancji I admitancji.
- (1.2) Indukcyjna forma reaktancji.
- (1.3) Pojemnościowa forma reaktancji.
- (1.4) Dobroć element.
- (3.1) Impedancja element badanego w obwodzie mostka samo-równoważonego.
- (5.1) Wzmocnienie TPA0211 w konfiguracji mostkowej.
- (5.2) Wzmocnienie wzmacniacza odwracającego w torze powrotnym modułu pomiarowego, dwuelektrodowego.
- (5.3) Współczynnik wzmocnienia sygnału testującego w AD5933